re

radioelektronik

6 '80

miesięcznik
elektroników
radioamatorów
i krótkofalowców

PL ISSN 0137-6802



Radioelektronik

CZERWIEC 1980 ● ROCZNIK XXXI (18)

6 '80

WKŁ

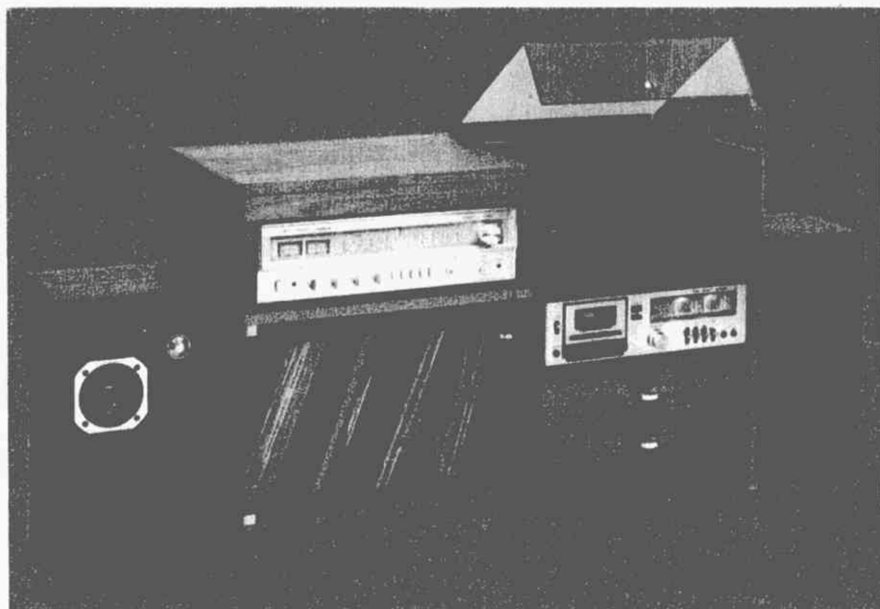
Adres redakcji: ul. Nowowiejska 1, 00-643 Warszawa
Telefon: 25-29-85

Wydawca WYDAWNICTWA KOMUNIKACJI i ŁĄCZNOŚCI

Prenumeratę na kraj przyjmują Oddziały RSW „Prasa-Książka-Ruch" oraz urzędy pocztowe w terminach: do 25 listopada na I kwartał, I półrocze roku następnego i cały rok następny; do 10 marca na II kwartał roku bieżącego; do 10 września na IV kwartał roku bieżącego. Cena prenumeraty rocznej 96 zł, półrocznej 48 zł, kwartalnej 24 zł. Jednostki gospodarki uspołecznionej, instytucje, organizacje i wszelkiego rodzaju zakłady pracy zamawiają prenumeratę w miejscowych Oddziałach RSW „Prasa-Książka-Ruch", zaś w miejscowościach, w których nie ma Oddziałów RSW – w urzędach pocztowych. Czytelnicy indywidualni opłacają prenumeratę wyłącznie w urzędach pocztowych.
Prenumeratę ze zleceniem wysyłki za granicę przyjmuje RSW „Prasa-Książka-Ruch", Centrala Kolportażu Prasy i Wydawnictw, ul. Towarowa 28, 00-958 Warszawa, konto NBP XV O. W-wa nr 1153-201045-139-11 – w terminach podanych dla prenumeraty krajowej. Prenumerata ta jest droższa od krajowej o 50% dla zleceniodawców indywidualnych i o 100% dla zlecających instytucji i zakładów pracy.
OGŁOSZENIA: drobne, do 50 słów – 12 zł za słowo, ramkowe 1 cm^2 – 87 zł na III stronie okładki i 116 zł na IV stronie okładki. Zamówienia na ogłoszenia przyjmuje i udziela informacji Dział Handlowy Wydawnictw Komunikacji i Łączności, ul. Kazimierzowska 52, 02-546 Warszawa, tel. 49-27-51 do 9, wewn. 261. **Za treść ogłoszeń redakcja nie odpowiada.**

Druk: Zakłady Graficzne „Dom Słowa Polskiego" w Warszawie. Zam. 3055/CD. Nakład 80 000 egz. O-65. Ark. druk. 4. Skład techniką Linotron 505TC. Cena zł. 8. Numer zamknięto 30.V.1980 r.

■ 16 kwietnia br. zorganizowano w Domach Centrum w Warszawie pokaz rozwiązań wież dla zestawów muzycznych polskiej produkcji. Wystawę tę zorganizowano staraniem rzemiosła, przemysłu i klubu Hi-Fi. Dla zainteresowanych podajemy przykład (fot. niżej) rozwiązania obudowy, który średniozaawansowany



majsterkowicz-stolarz może sobie sam skonstruować. Zestaw ten zawiera odbiornik-wzmacniacz, magnetofon kasetowy deck, gramofon, dwie kolumny oraz schowki na płyty i kasety.

■ W Szwecji jest obecnie ponad 6 milionów telefonów i tym samym kraj ten wysunął się na drugie miejsce w świecie za USA, mając 744 aparatów na 1000 mieszkańców.

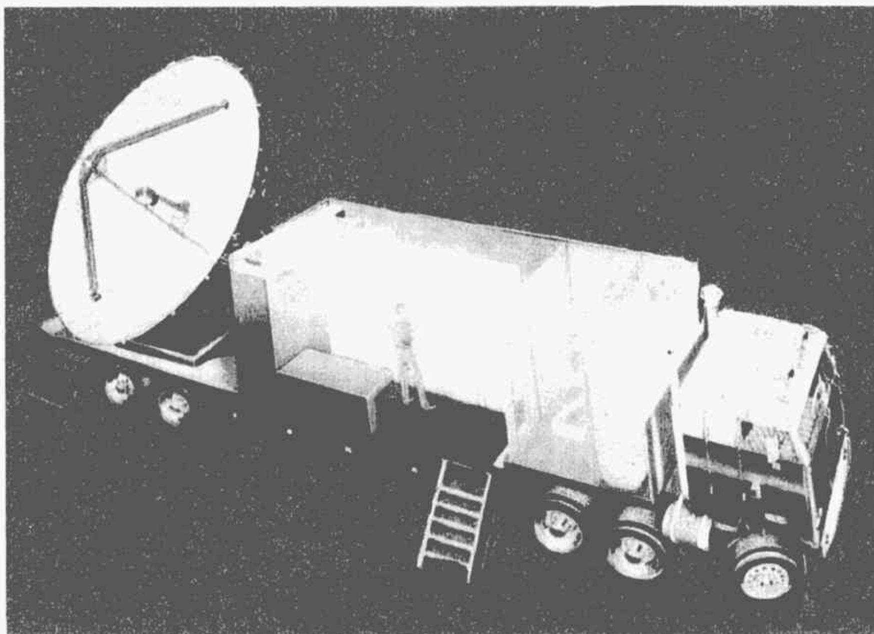
■ We współpracy ze służbą zdrowia firma AEG-Telefunken opracowała system wzywania pomocy lekarskiej przez pacjentów lub starszych ludzi pozostających samotnie bez opieki we własnych mieszkaniach. Wzywający pomocy przez naciśnięcie przycisku w miniaturowym nadajniku wielkości zapalniczki, zawieszonym na szyi, uruchamia automat w aparacie telefonicznym, który wybiera automatycznie numer specjalnej centrali czuwającej przez całą dobę. Zainstalowany w centrali komputer identyfikuje pacjenta i przedstawia na monitorze dane dotyczące pacjenta, adres oraz szczegóły z karty choroby. Jednocześnie personel w centrali może nawiązać kontakt z pacjentem przez mikrofon-głośnik zainstalowany w domu pacjenta. Pacjent nie musi przy tym podchodzić do aparatu telefonicznego. Przebieg rozmowy z pacjentem jest rejestrowany na magnetofonie w centrali. W razie konieczności wysłania lekarza do domu pacjenta uruchamiany jest z centrali automatyczny zamek otwierający drzwi wejściowe do mieszkania. Projekt dla instalacji 60 takich punktów jest obecnie realizowany w Wilhelmshafen.

■ Jak wynika z wypowiedzi ekspertów, poza trudnościami ze stosowania kosztownego złota w produkcji układów scalonych, niedługo mogą wystąpić trudności z uzyskaniem krzemu. Przy rocznej światowej produkcji 2765 ton, z której można wykonać ok. 860 milionów cali kw. płytek krzemowych, już obecnie zapotrzebowanie wynosi 820 mln cali kw., a przewiduje się że w końcu roku 1980 zapotrzebowanie wzrośnie do 950 mln cali kw. Szczególnie szybko wzrasta zapotrzebowanie na ogniwa słoneczne. Obecne potrzeby wynoszą 30 mln cali kw., a przewiduje się wzrost zapotrzebowania w 1982 r. do 170 mln.

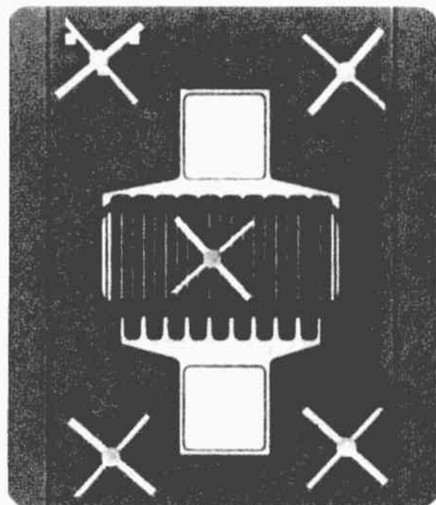
■ Na targach w Hanowerze firma AEG-Telefunken demonstrowała przenośne 24-kanałowe urządzenie linii radiowej pracującej w pasmie 7,4 GHz. Komplet składa się z anteny parabolicznej o średnicy 1,2 m, urządzenia nadawczo-odbiorczego montowanego przy antenie, oraz urządzeń kanałowych, które są łączone z urządzeniem antenowym za pomocą kabla o długości do 120 m. Urządzenia są zmontowane w łatwo przenośnych skrzynkach, odpornych na wstrząsy, przy czym całość zasilana jest z sieci 220 V lub baterii 60 V.

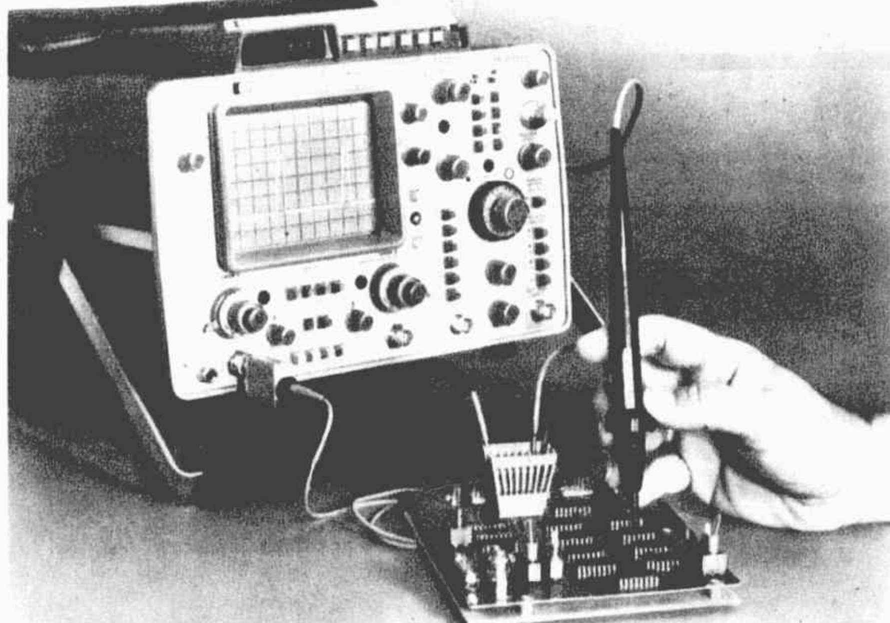
■ Specjalna komora wykrywająca fotony została opracowana przez Brytyjską Grupę Aerospace Dynamics. Komora ta będzie częścią teleskopu satelitarnego wprowadzonego na orbitę kołową 800 km przez NASA w 1984 r. Teleskop wyposażony w zwierciadło o średnicy 2,4 m powinien mieć zasięg 7-krotnie większy od największego teleskopu ziemskiego, dzięki pracy na wysokości, w której nie występuje atmosfera. Uczeni spodziewają się „zobaczyć" gwiazdy, których światło przebywa drogę na Ziemię miliardy lat, a więc spodziewają się sprawdzić słuszność teorii wielkiego wybuchu, który dał początek wszechświata.

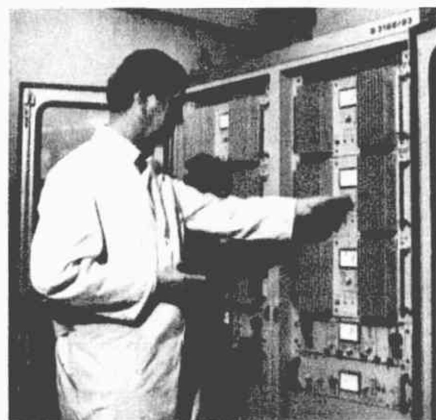
■ Przewoźną naziemną stację satelitarną opracowuje firma Compact Video Systems-California. Pierwszy model takiej stacji zaprezentowano w kwietniu br. na Zjeździe Stowarzyszenia Radia i Telewizji w Las Vegas. System zwany COMPACT 42 jest zmontowany na podwoziu ciągnika o długości ok. 13 m (fot. niżej). Zawiera antenę paraboliczną o średnicy 5 m, nadajnik 3 kW i odbiornik dla wizji oraz dźwięku. Antena jest zmontowana z 24 elementów i może być dla łatwiejszego transportu złożona na dwie części. Na postoju system antenowy jest dodatkowo stabilizowany za pomocą specjalnych wysuwanych hydraulicznie nóg opierających się na ziemi. Antena może obracać się w kącie 180° i umożliwia pracę nawet przy prędkości wiatru do 90 km/h. Stacja ma własny agregat prądotwórczy wraz ze zbiornikiem paliwa. Uruchamiana jest i obsługiwana przez jedną osobę. W części „socjalnej" zmontowane są dwa łóżka dla personelu.



■ Firma Hewlett-Packard opracowała ostatnio dwa typy tranzystorów mikrofalowych na pasma 2 GHz, przeznaczone do wstępnych stopni wzmacniających w urządzeniach radarowych. Są to HXTR-2102 o wzmocnieniu 12 dB i mocy wyjściowej 100 mW oraz HXTR-6106 o współczynniku szumów 2,7 dB i wzmocnieniu 11,5 dB (fot. niżej).







■ Nadajniki UKF FM o mocy 3 kW, w pełni stranzystorowane, opracowała f-ma AEG-Telefunken (fot. wyżej), tworząc w ten sposób szereg nadajników o mocach 50, 100, 300, 500, 600 W oraz 1, 2, 3 kW. Nadajniki tej serii składają się z podstawowych modułów 50/100 W i 300/500 W, które w zależności od mocy są łączone równolegle. Dzięki temu uzyskano bardzo dużą niezawodność systemu, tym bardziej że każdy moduł ma własne zasilanie. Stopnie sterujące wzmacniacze mocy są składane również z dwu zespołów, z których jeden pracuje w układzie biernej rezerwy. Ze względu na dużą niezawodność i brak części zużywających się nadajniki pracują bez obsługi.

■ W Anglii planuje się w połowie nadchodzącego dziesięciolecia wprowadzenie satelity do bezpośredniego odbioru pięciu programów telewizyjnych. Projekt przewiduje współpracę firm: Marconi, belgijskiej ITT oraz włoskiej Selenia. Dwa kanały telewizyjne przewiduje się dla Włoch i dla Europejskiej Unii Radiofonicznej (EBU).

■ Supertext Inc. opracowała polowe tranzystory dużej mocy (V-MOS) na napięcia do 500 V i prądy do 30 A, przy czym opór dren-światło zmniejszono do 0,25 Ω.

■ Firma Hewlett-Packard skonstruowała sondę do dokładnego pomiaru temperatury małych elementów, jak np. tranzystora. Sonda współpracuje z dowolnym cyfrowym multimetrem o oporze wejściowym 10 MΩ. Napięcie wyjściowe sondy wynosi 1 mV/°C, dokładność ± 2°C w zakresie 0–100°C (fot. wyżej).

■ Hybrid System Inc. (USA) informuje o opracowaniu przetwornika cyfrowo-analogowego z rejestrem o rozdzielczości 18-bitów, nieliniowości 0,0008% (DAC-370-18 w cenie 210 dol. za 100 sztuk).

■ Wystrzelony 22 lutego br. eksperymentalny satelita telekomunikacyjny (ECS) przez Narodową Agencję Rozwoju Techniki Kosmicznej w Japonii, został uszkodzony i centrum kontrolne straciło kontakt telemetryczny z satelitą. Jest to już drugi nieudany start satelity. Pierwszy, wystrzelony 9 lutego 1979 r., uszkodził się przy wprowadzaniu na orbitę geostacjonarną. Satelita zbudowany był przez japońską f-mę Mitsubishi Electr. oraz amerykańską Ford Aerospace.

TAŚMA METALOWA – i CO DALEJ?

W 1978 roku pojawił się na rynkach międzynarodowych nowy rodzaj taśmy kasetowej nazwanej „metalową", której parametry zapowiadały ostateczne zwycięstwo w rywalizacji magnetofonów kasetowych ze szpulowymi w sprzęcie domowego użytku. Tak, więc w ciągu niewielu lat powstały cztery rodzaje taśmy kasetowej, które z jednej strony zapewniały coraz lepszą wierność odtwarzania za pomocą magnetofonu kasetowego, z drugiej jednak sprawiały coraz większy kłopot amatorom sprzętu Hi-Fi.

Taśmy produkowane przez różne firmy według różnych recept technologicznych różniły się między sobą nawet w tej samej grupie rodzajowej, a brak unifikacji nie pozwalał na optymalne wykorzystanie ich właściwości. Przed takim samym problemem stanęli również producenci sprzętu Hi-Fi i użytkownicy w momencie pojawienia się taśmy metalowej.

Przypomnijmy, że do tej pory mieliśmy do czynienia z trzema typami taśm kasetowych, których warstwa magnetyczna składała się z:

- tlenków żelaza – Fe_2O_3,
- dwutlenków chromu – CrO_2
- lub obu tych tlenków nałożonych warstwami jedna na drugą.

W taśmie nazwanej metalową warstwa magnetyczna jest wykonana z cząstek czystego metalu.

Do optymalnego wykorzystania taśmy, a więc przede wszystkim do uzyskania założonych przez producenta dwu podstawowych własności: określonego pasma przenoszenia i dynamiki (stosunku sygnału do szumów), konieczne jest za-

Rodzaj taśmy	EQ	BIAS
Fe	120	niskie
FeCr	70	średnie
Cr	70	wysokie
Metal	70	bardzo wysokie

pewnienie w magnetofonie odpowiedniego magnesowania prądem podkładu oraz wyrównania charakterystyki przenoszenia (przy zapisie i odczytywaniu). Dla ułatwienia korzystania z taśm producenci magnetofonów najczęściej przystosowują ich obwody do poszczególnych grup technologicznych taśmy, stosując przełączanie i dopasowanie do średnich warunków odpowiadających danej grupie.

Magnetofony kasetowe wyższej klasy są wyposażone w specjalne, oddzielne przełączniki do wstępnego magnesowania (BIAS) oraz do wyrównania charakterystyki (Equalisation). Producenci taśm z kolei znakują obecnie swoje taśmy, podając na kasecie pozycję „BIAS" i „EQ" (tę ostatnią w µs, co odpowiada stałej układu korekcyjnego).

Ponieważ na naszym rynku ukazuje się wiele przypadkowo importowanych taśm, pożądane jest zawsze sprawdzenie przed kupieniem, czy będzie możliwe wykorzystanie walorów taśmy w posiadanym sprzęcie. Jeśli magnetofon ma tylko dwie pozycje „Fe" i Cr" należy w zasadzie korzystać tylko z taśm zalecanych przez jego producentów. Niemniej istnieje możliwość ewentualnego wykorzystania i w tym przypadku taśmy „FeCr", zapisując ją przy pozycji „Fe" i odczytując przy pozycji „Cr".

W sprzęcie wyższej klasy przełącznik „BIAS" ma cztery pozycje podstawowe, zaś przełącznik „EQ" dwie. Ustawienie tych przełączników dostosowuje się do poszczególnych typów taśm w sposób przedstawiony obok.

Taśma metalowa ze względu na bardzo dobre własności magnetyczne (dwa razy lepsze niż chromowa) wymaga bardzo



dużego natężenia magnesowania wstępnego, a więc dużego natężenia prądu podkładu i nie może być zapisana w magnetofonie nie przystosowanym do tego celu. Jej zalety polegające na znacznym poszerzeniu pasma w zakresie wielkich częstotliwości oraz zwiększenie poziomu wyjściowego o 5... 10 dB w stosunku do taśmy chromowej dają się odczuć tylko na sprzęcie specjalnym, jakkolwiek odczytywanie przy taśmie EQ-70 nie stwarza specjalnego problemu.

Mimo niewątpliwych zalet taśma metalowa z trudem zdobywa sobie zwolenników. Powodem tego jest nie tylko brak standardu międzynarodowego. Taśma metalowa jest droga; w zależności od firmy, a więc jakości kasety i pozostałych cech użytkowych, kaseta czysta w wersji C-60 kosztuje od 11 do 20 dolarów. Przy braku kompatybilności z dotychczasowymi taśmami „wystartowanie" z dużą produkcją przedstawia na pewno dla producentów znaczne ryzyko. Ryzyko jest tym większe, że taśma chromowa w magnetofonie z reduktorem szumów daje efekty akustyczne, które dla większości odbiorców nie są odczuwane jako gorsze w stosunku do taśmy metalowej.

Taśma metalowa ma jednak szanse „zwycięstwa", mianowicie może się stać przyczyną powstania nowej generacji sprzętu: magnetofonów kasetowych z kilkoma prędkościami. Japońska firma Nakamichi wystąpiła już z magnetofonami o prędkości normalnej oraz dwa razy mniejszej. W magnetofonie kasetowym Nakamichi 680 pasmo przenoszenia przy prędkości przesuwu taśmy 2,38 cm/s wynosi 13 kHz. W tym kryje się źródło obniżki ceny zapisu przy jednoczesnym rezerwowaniu sobie możliwości realizowania nagrań o najwyższej klasie jakościowej.

J.A.

URZĄDZENIE „LESLIE"

mgr inż. WIESŁAW GARSTKA

W ostatnich latach w muzyce rozrywkowej, jazzowej oraz w muzyce „pop", wykonywanej „na żywo", jak i odtwarzanej z zapisu, stosowane są elektroniczne urządzenia wytwarzające różnorodne efekty dźwiękowe.

Interesujące efekty daje zastosowanie zespołu wirujących głośników, zwanego urządzeniem „Leslie". Za pomocą takiego urządzenia uzyskuje się periodyczne zmiany brzmienia dźwięku emitowanego ze źródła. Urządzenia „Leslie" są oparte głównie na wykorzystaniu znanego efektu Dopplera przy równoczesnym modulowaniu natężenia dźwięku docierającego do słuchacza.

Zmiana kierunku głównej osi promieniowania wirujących głośników powoduje poza tym bardzo złożone efekty akustyczne wskutek mieszania się fal odbitych z falami docierającymi bezpośrednio do słuchacza.

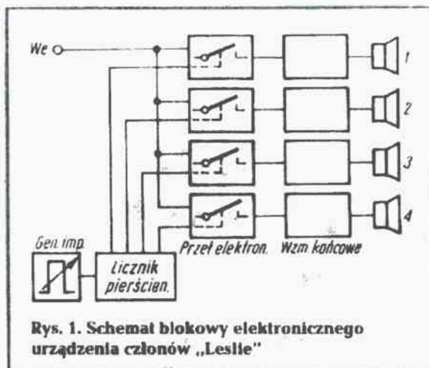
Efekt „Leslie" został odkryty w latach trzydziestych przy użytkowaniu organów Hammonda. Z biegiem lat zmieniały się rozwiązania konstrukcyjne urządzeń „Leslie", choć zasada działania pozostała ta sama, tzn. wirowanie zespołu głośników.

W zależności od prędkości obrotowej układu głośnikowego rozróżniamy tzw. efekt „katedralny" występujący przy około 60 obrotach na minutę albo efekt „wibrato" – przy większej liczbie obrotów, wynoszącej 300...400 obrotów na minutę.

Stosowane jeszcze wirujące urządzenia „Leslie" są stosunkowo kosztowne i wymagają pokonania wielu trudności konstrukcyjnych (występowanie dużych sił odśrodkowych przy liczbie obrotów przekraczającej 300 na minutę, konieczność zapewnienia cichobieżności mechanizmu, doprowadzenie połączeń elektrycznych do części wirującej itd.).

W ostatnich latach powstały różne często

elektroniczne warianty urządzeń „Leslie”, nie ustępujące wiele oryginalnym konstrukcjom mechaniczno-akustycznym. Koszt tych urządzeń jest wielokrotnie niższy.



Rys. 1. Schemat blokowy elektronicznego urządzenia członów „Leslie”

W niniejszym artykule opisano elektroniczne urządzenie „Leslie”, którego strukturę ilustruje rys. 1.

Urządzenie tego typu składa się z czterech podstawowych układów: generatora taktu, licznika pierścieniowego, zespołu czterech przełączników elektronicznych, wzmacniaczy końcowych i zespołu głośników.

Schemat urządzenia przedstawiono na rysunku 2.

Generator przebiegów prostokątnych skonstruowano przy użyciu tranzystora T1 oraz dwóch bramek TTL: B1 i B2.

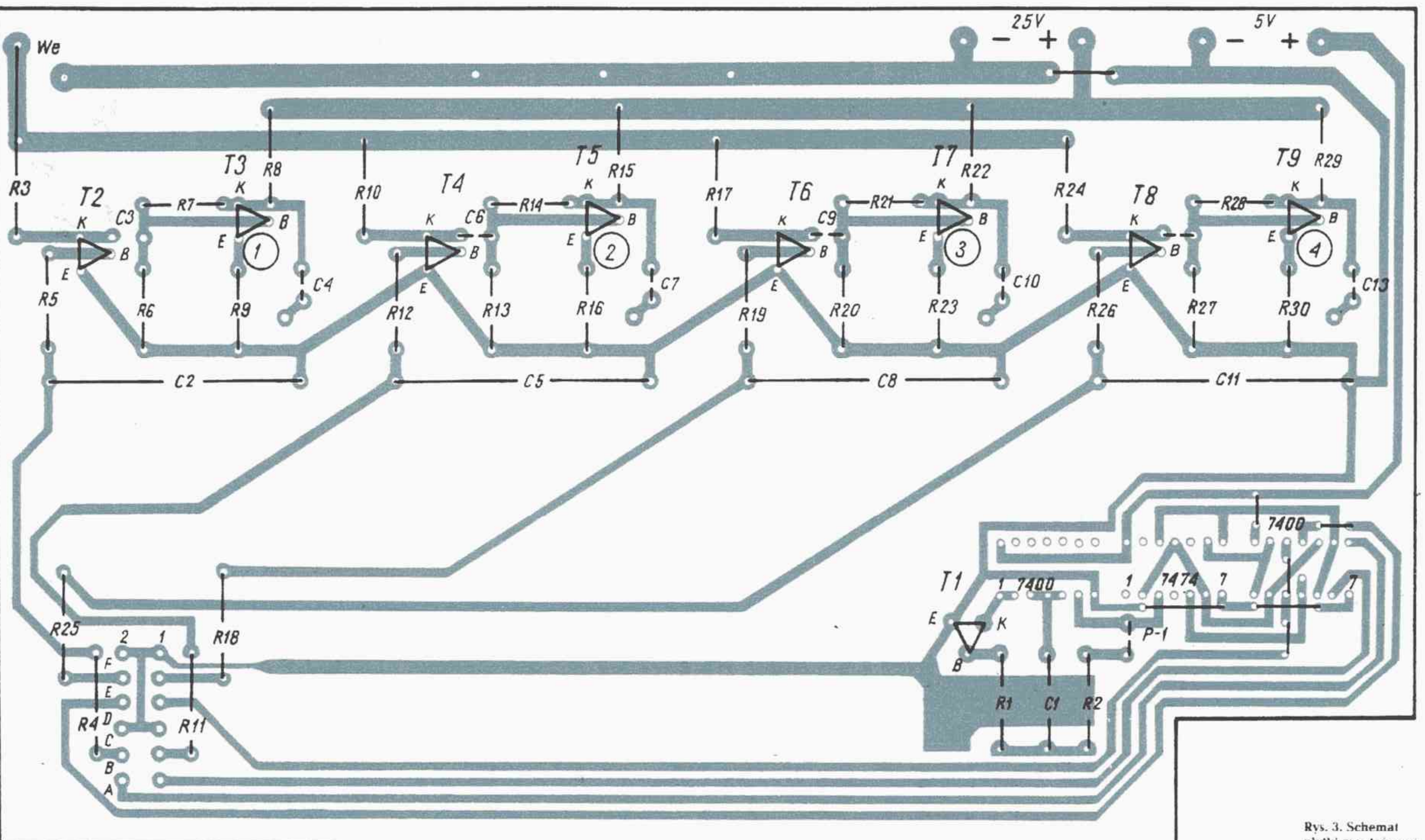
Generator pracuje w następujący sposób. W chwili włączenia napięcia zasilającego kondensator C1 nie jest naładowany. W chwili tej na wyjściu bramki B1 występuje wysoki potencjał (około +3,8 V), kondensator C1 ładuje się przez rezystor zabezpieczający R1 i złącze B-E tranzystora T1 napięciem dodatnim. Rezystor R1 ogranicza przy tym początkowy prąd ładowania do dopuszczalnej dla tranzystora T1 wartości. Dzięki otwarciu tranzystora T1, wejście B1 ma niski poziom logiczny, a wyjście tej samej bramki – wysoki poziom logiczny. W końcowej fazie ładowania kondensatora C1 natężenie prądu maleje i tranzystor T1 przestaje przewodzić. Bramka B1 zmienia stan wyjścia z poziomu logicznego wysokiego na niski. Jednocześnie wyjście bramki B2 zmieni stan z niskiego na wysoki. Naładowany kondensator C1 jest teraz połączony równolegle z złączem B-E tranzystora T1 tak, że jego napięcie działa jako napięcie zatykające. W tym stanie generator pozostaje tak długo, aż prąd płynący przez rezystor R2 i potencjometr P1 rozładuje kondensator C1.

Gdy tranzystor T1 przewodzi, bramka B1 ponownie zmieni stan na wyjściu i proces się cyklicznie powtarza. Rezultatem jest wytwarzanie na wyjściu generatora ujemnych impulsów służących do sterowania pracą licznika.

Częstotliwość taktującą można regulować w sposób ciągły, w zakresie 2...28 Hz, za pomocą potencjometru P1. Zakres pozornej prędkości obrotowej opisywanego urządzenia „Leslie” wynosi od 30 do 420 obr/min.

Drugim członem urządzenia jest układ zliczający impulsy z generatora taktu. Najwłaściwsze jest tu użycie układu o kodzie wyjściowym „1” z „n”, zwanym licznikiem pierścieniowym. Ze względów ekonomicznych wybrano jednak licznik dwójkowy wraz z odpowiednim dekoderem.

Rys. 2. Schemat układu „Leslie”



Rys. 3. Schemat płytki montażowej

Licznik dwójkowy szeregowy jest utworzony z dwójek liczących (przerzutników typu T), przy czym funkcję dwójki liczącej może pełnić przerzutnik JK lub przerzutnik D. Przerzutnik D jest często tańszy niż przerzutnik JK i z tego powodu celowe jest zastosowanie właśnie tego elementu. Licznik tego typu jest oznaczony na rys. 2 symbolami P1 i P2.

W celu zamiany dwubitowego kodu naturalnego „21" nad kod „1" z „4" należy zastosować odpowiedni dekoder zbudowany z elementów NAND, oznaczonych na schemacie symbolami B3, B4, B5 i B6.

Ostatnim z układów zaprojektowanego urządzenia jest zespół przełączników elektronicznych.

Mimo przeważających zalet przełączników unipolarnych w porównaniu z innymi przełącznikami zdecydowano się ze względów ekonomicznych na zespół przełączników bipolarnych, skonstruowanych w oparciu o tranzystory T2...T9.

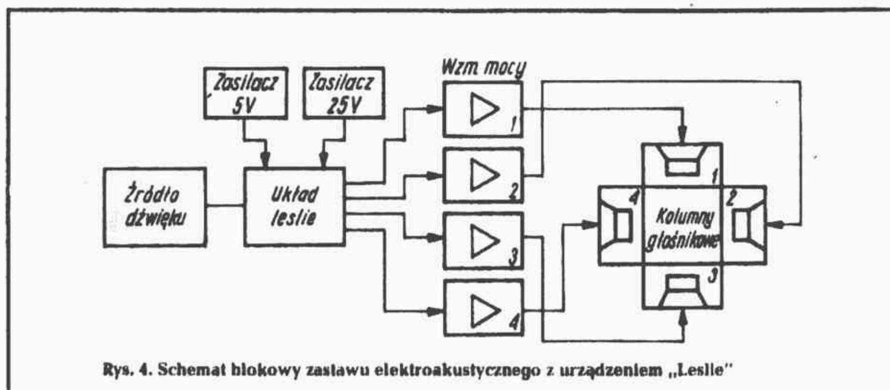
Działanie tego typu przełącznika jest następujące. Gdy na wejściu sterującym (wyjście przełącznika klawiszowego 2B) wystąpi napięcie równe logicznemu „0", na pozostałych wejściach panuje stan logicznej „1", tranzystor T2 jest zatkany, natomiast tranzystory T4, T6, T8 są otwarte, wobec czego sygnał przechodzi przez rezystor R3 i po wzmocnieniu w stopniu z tranzystorem T3 steruje odpowiedni wzmacniacz końcowy (1).

Po następnym impulsie licznika stan logicznego „0" pojawi się na następnym wejściu, przy czym kondensator C5 rozładuje się przez rezystor R12, tranzystor T4 zostanie zatkany, a tranzystor T5 wzmocni sygnał m.cz. Jednocześnie kondensator C2 ładuje się przez rezystor R4, tranzystor T2 powoli się otwiera i tłumi sygnał m.cz. doprowadzony do wejścia tranzystora T3. Po następnym impulsie licznika proces się powtarza.

Wartości kondensatorów C2, C5, C8, C11 oraz odpowiednich rezystorów ładujących i rozładowujących zostały wybrane dla okresu czasu około 0,6 s, w którym to następuje jeden pełny obieg sygnału.

Wartości stałych czasowych są pewnym kompromisem, gdyż aby dostosować się do całego regulowanego czasu obiegu sygnału (od 0,14 do 1,67 s) należałoby wraz ze zmianą częstotliwości impulsów taktujących zmieniać wartości układów RC.

Najwłaściwsze byłoby zrezygnowanie z możliwości ciągłej zmiany „prędkości obrotowej" urządzenia i zastosowanie zmiany skokowej przy jednoczesnym przełączaniu odpowiednich elementów RC w przełączniku elektronicznym. Komplikuje to jednak konstrukcję urządzenia.



Rys. 4. Schemat blokowy zestawu elektroakustycznego z urządzeniem „Leslie"

Wmontowany w urządzenie przełącznik dwustabilny typu „Isostat" umożliwia pracę układu w dwóch wariantach: z efektem „Leslie" włączonym i bez tego efektu. Pożądaną „prędkość obrotową" urządzenia nastawia się potencjometrem, którego pokrętło jest wyprowadzone na płytę czołową.

Widok płytki montażowej urządzenia przedstawiono na rys. 3.

Schemat kompletnego zespołu elektroakustycznego z zastosowaniem opisanego urządzenia „Leslie" jest przedstawiony na rysunku 4.

WYKAZ ELEMENTÓW

Układy scalone

B1, B2 – 1/2 UCY7400
B3...B6 – UCY7400
P1, P2 – UCY7474

Tranzystory

T1, T2, T4, T6, T8 – BC107A
T3, T5, T7, T9 – BC109C

Rezystory (wszystkie OWZ – 0,125 W, 10%)

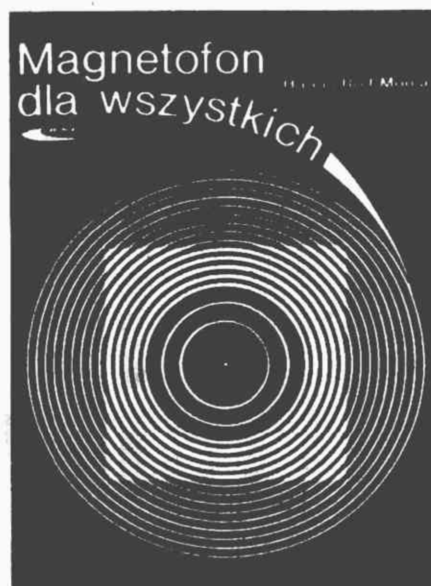
R1 – 120 Ω
R2, R4, R11, R18, R25 – 39 kΩ
R3, R7, R10, R14, R17, R21, R24, R28 – 820 kΩ
R5, R12, R19, R26 – 10 kΩ
R6, R13, R20, R27 – 100 kΩ
R8, R15, R22, R29 – 33 kΩ
R9, R16, R23, R30 – 100 Ω
P1 – 500 kΩ/0,5 W–A

Kondensatory

C1 – 1 μF/63 V
C2, C5, C8, C11 – 2,2 μF/40 V
C3, C4, C6, C7, C9, C10, C12, C13 – 10 μF/25 V

LITERATURA

1. Kahr W. – Elektronische Leslie Einrichtung. „Funkschau" nr 17/1973
2. Kotisa Z. – Simulátor Leslie-efektu. „Amatérské Radio" nr 11/1978.
3. Kühne H. – Elektronisch erzeugter Rotor-sound. „Funkamateur" nr 5/1975.
4. Ottis P. – Elektronické zariadenie (Leslie Efekt), Amatérské Radio nr 10/1974.
5. Thieme S. – Der Leslie - Effekt und Möglichkeiten einer elektronischen Nachbildung. „Funkamateur", nr 4/1977
6. Topalian D. – Les enceintes acoustiques a H-P rotatifs. „Revue du Son" nr 272/1975.



WZMACNIACZE M.CZ. O MOCY 120 i 200 W

Specjalną dziedziną, którą zajmuje się amerykańska firma RCA, są prace dotyczące rozwoju i produkcji tranzystorów dużej mocy. Ostatnio firma RCA dostarczyła na rynek trzy nowe tranzystory mocy (BD550, BD550A i BD550B) z myślą o zastosowaniu ich w quasi-komplementarnych stopniach mocy wzmacniaczy akustycznych. Wraz z nowymi elementami firma RCA podała układy aplikacyjne wzmacniaczy końcowych, z których dwa przedstawiono niżej.

Szczególnie podkreśloną właściwością wszystkich trzech typów tranzystorów jest wielka wartość napięcia U_{CE}, które dla typu BD550B wynosi aż 250 V. Ważniejsze dane tych tranzystorów podano

Podstawowe dane techniczne tranzystorów

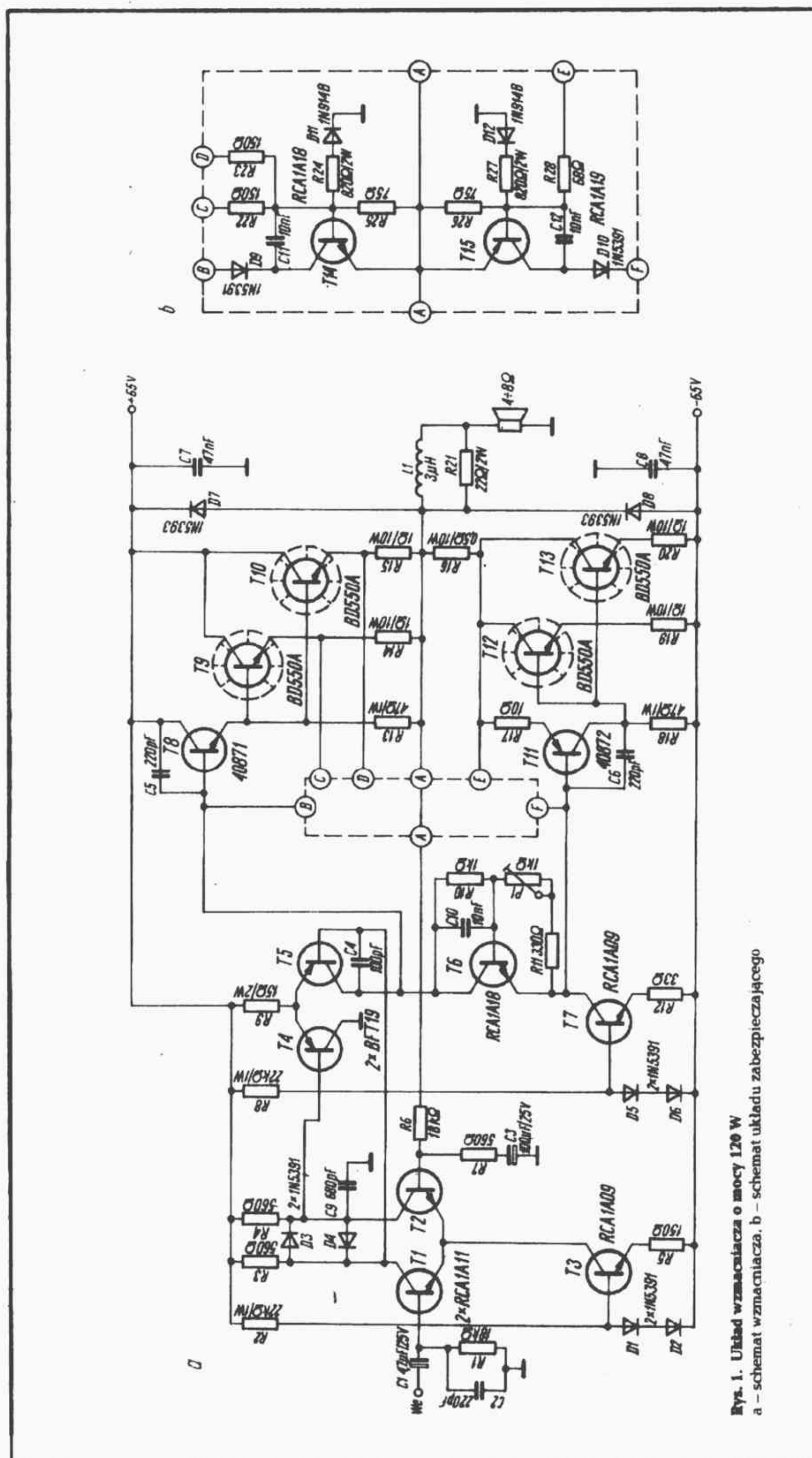
Parametry	BD550	BD550A	BD550B
U_{CB} V max	130	200	275
U_{CE} V max	110	175	250
U_{BE} V max		5	
I_C A max		7	
I_B A max		2	
P_{tot} W		150	

Na rysunku 1a przedstawiono schemat wzmacniacza o mocy 120 W. Zastosowano tu cztery tranzystory mocy typu BD550A.

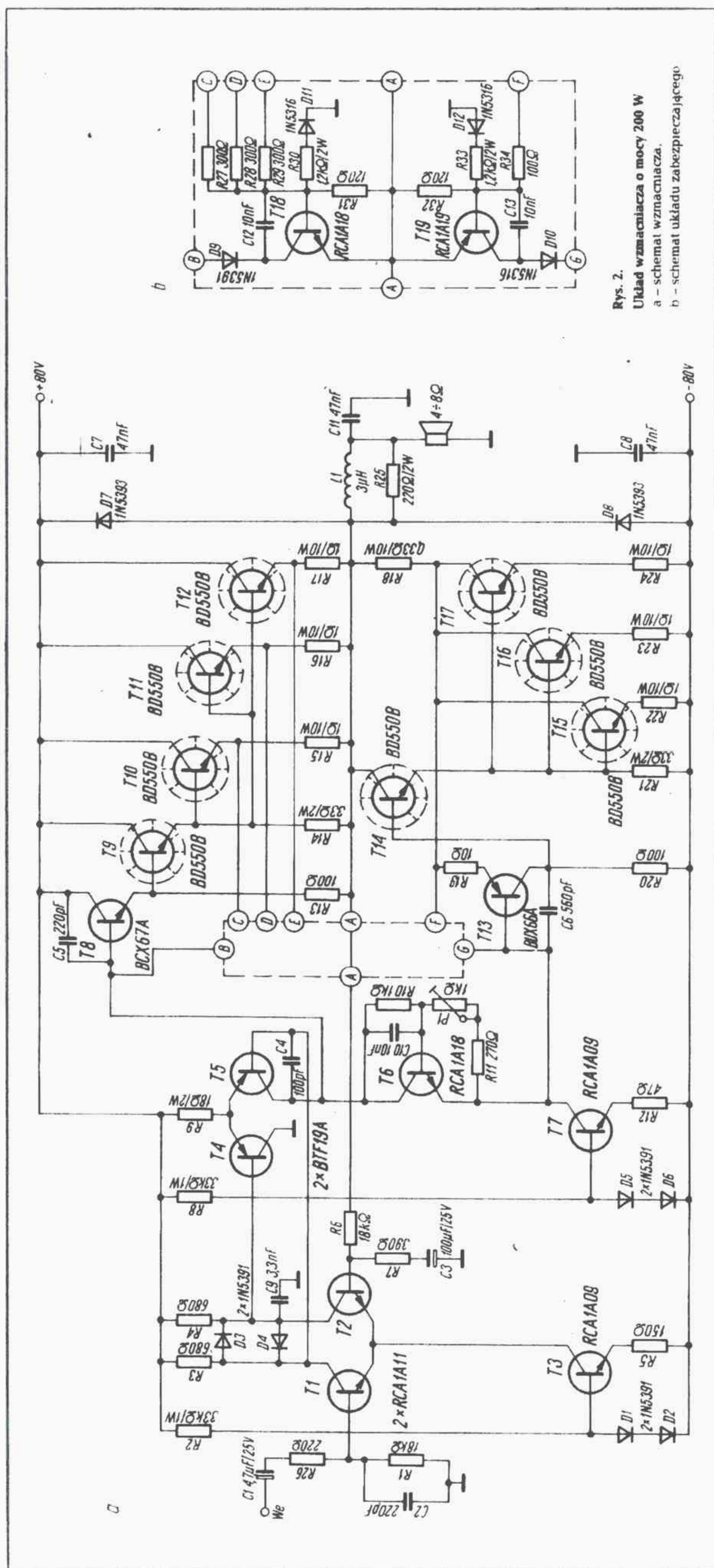
Koncepcja układu nie jest rewolucyjna, jednakże przy tej mocy wzmacniacza największe trudności dotyczyły tranzystorów końcowych, które powinny przepuszczać, przy odpowiednim napięciu U_{CE}, wymagany prąd I_C oraz zapewnić wzmacnianie – przy pełnej mocy – wielkich częstotliwości akustycznych.

Tranzystory T9 i T10 pracują przy dodatniej części przebiegu wejściowego, natomiast tranzystory T12 i T 13 – przy ujemnej. Tranzystory T9 i T10 wraz ze sterującym tranzystorem T8 pracują razem, jak tranzystor n-p-n, tranzystory T12, T13 i T11 pracują razem jak tranzystor p-n-p. Quasi-komplementarny stopień końcowy jest sterowany przez dwa wzmacniacze różnicowe (T1 i T2 oraz T4 i T5).

Cały wzmacniacz jest objęty pętlą ujemnego sprzężenia zwrotnego dla prądu stałego. Sygnał wyjściowy jest doprowadzony przez rezystor R6 do bazy tranzystora T2, tak że powstaje ujemne sprzężenie zwrotne ograniczające wzmocnienie napięciowe układu do około 30 dB. Tranzystor T6 spełnia funkcję stabilizatora prądu spoczynkowego tranzystorów końcowych. Prąd ten (regulowany potencjometrem montażowym P1) ma wartość około 100 mA. Tranzystory T3 i T7 pracują w układach źródła stałoprądowego. Wzmacniacze akustyczne dużej mocy są szczególnie wrażliwe na zwarcia i przeciążenia. Przeciwstawnie włączone diody D3 i D4 zabezpieczają wzmacniacz różnicowy T4, T5 przed przepięciami, natomiast diody D7, D8 zabezpieczają tranzystory końcowe.



Rys. 1. Układ wzmacniacza o mocy 120 W
a – schemat wzmacniacza, b – schemat układu zabezpieczającego



Rys. 2.
Układ wzmacniacza o mocy 200 W
a – schemat wzmacniacza,
b – schemat układu zabezpieczającego

Największe znaczenie ma jednak układ ogranicznika prądowego (rys. 1b), który zabezpiecza wzmacniacz przeciw zwarciom i przeciążeniom wyjścia. Układ ogranicznika prądowego reaguje na prąd płynący przez tranzystory końcowe, a więc kontroluje moc traconą wzmacniacza. Wielkością mierzoną jest spadek napięcia na rezystorze R15 lub R16, proporcjonalny do wartości płynącego przez rezystory prądu. Gdy napięcie na którymś z rezystorów przekroczy określoną wartość, tranzystor T14 bądź T15 (zależnie od znaku przebiegu sygnału wyjściowego) zacznie przewodzić i sygnał wejściowy stopnia końcowego zostanie zwarty do masy.

Diody D9 i D10 zabezpieczają tranzystory T14 i T15 w czasie przeciwnego półokresu przebiegu sterującego. Poza tym w zasilaczu zastosowano podwójne zabezpieczenie: zwykły bezpiecznik topikowy oraz wyłącznik termiczny, który powinien być przymocowany do radiatora tranzystorów końcowych. Przerywa on zasilanie z sieci, gdy temperatura radiatora przekroczy 80°C.

Tranzystor T6 powinien być zmontowany na wspólnym radiatorze z tranzystorami końcowymi. Rezystancja termiczna radiatora nie powinna być większa niż 1°C/W na każdy tranzystor mocy. W razie potrzeby należy zastosować dwa radiatory i na każdym zmontować dwa tranzystory końcowe.

Jeżeli wzmacniacz ma oddawać moc 120 W przy obciążeniu 4 Ω, można wówczas obniżyć napięcie zasilania do ±45 V.

Już w przypadku wzmacniacza o mocy 120 W tranzystory końcowe należy dobrać parami. Można postąpić podobnie przy budowie wzmacniaczy o jeszcze większej mocy. Jako przykład może służyć wzmacniacz o mocy wyjściowej 200 W, którego schemat przedstawiono na rys. 2a. Na rys. 2b przedstawiono układ ogranicznika prądowego tego wzmacniacza.

Stopnie sterujące składają się z dwóch tranzystorów, z których drugi (T9, T14) jest tego samego typu, co tranzystory końcowe (BD550B). Tranzystory T4, T5 i T7 oraz tranzystory sterujące są chłodzone za pomocą własnych radiatorów, natomiast tranzystor T6 jest zmontowany na wspólnym radiatorze z tranzystorami końcowymi.

Warto nadmienić, że firma RCA podała układ aplikacyjny wzmacniacza o mocy wyjściowej 300 W, który zawiera 18 tranzystorów BD550B. Napięcie zasilania stopnia mocy wynosi ±86 V.

B.P. i Z.Z.

Opracowano na podstawie „Elektor" (RFN) – Juni 1979 r.

ELEKTRONICZNE ZEGARY – Część III

inż. JANUSZ REZLER

ELEKTRONICZNE ZEGARKI NARĘCZNE

Ze względu na niezbyt dużą pojemność małych baterii elektrycznych i wymagane minimalne wymiary zegarka naręcznego wymagane jest od układów scalonych spełnienie przede wszystkim warunku minimalnego poboru mocy. Ze względu na ścisłe zdefiniowanie napięcia baterii, wymagane jest również spełnienie warunku pracy przy niskich napięciach zasilania 1,5 do 3 V. Wymaganiom tym sprostały w zasadzie jedynie układy scalone wykonane technologią C-MOS.

Obecnie są produkowane dwie grupy układów scalonych do zegarków naręcznych. Jedna przeznaczona jest do współpracy ze wskaźnikami półprzewodnikowymi LED (tablica 1), a druga do sterowania wskaźnikami ciekłokrystalicznymi (LC) – tablica 2.

Wszystkie układy scalone zestawione w tablicach 1 i 2 wykonane zostały w technologii C-MOS z zastosowaniem kwarcu o częstotliwości 32 768 Hz (2^{15} Hz).

Producenci zegarków podają, że przy pracy w okresie roku wskazywany czas może różnić się od wzorcowego o około 3–6 minut w pełnym zakresie temperatur roboczych. Ponieważ zegarek przez większą część doby znajduje się w stałej temperaturze około 36°C, to uzyskiwane odchyłki od czasu wzorcowego wynoszą praktycznie około 1,5 do 3 minut rocznie.

Do zasilania układów C-MOS aystarczające byłyby baterie o napięciu około 1,5 V. Jednak ze względu na zastosowane wskaźniki wymagane są wyższe napięcia zasilające. Przykładowo: dla wskaźnika półprzewodnikowego (LED) wymagane minimalne napięcie musi być wyższe, niż spadek napięcia na każdym jego segmencie, który wynosi około 1,6 do 1,8 V (patrz tablica 3). Spełnienie tego warunku wymaga zastosowania dwóch szeregowo połączonych baterii 1,5 V. Dla wskaźników ciekłokrystalicznych (LC) wymagane są jeszcze wyższe napięcia. Przykładowo: najnowocześniejsze aktualnie wskaźniki wykorzystujące ciekłe kryształy z efektem polowym wymagają zasilania napięciami zmiennymi o wartościach około 3 Vsk. Spełnienie takiego warunku wymaga zastosowania dodatkowego układu podwyższającego napięcie. W pierwszym okresie produkcji przeważały zdecydowanie w zegarkach naręcznych modele wykorzystujące wskaźniki półprzewodnikowe (LED). Wadą ich był jednak dość znaczny pobór prądu w czasie świecenia się wskaźników (wzrost z około 10 µA do około 30...40 mA). Układ scalony przeznaczony do tych wskaźników musi mieć wewnętrzny układ odmierzania czasu wyświetlania

Układy scalone do zegarków naręcznych, współpracujące ze wskaźnikami półprzewodnikowymi LED Tablica 1

Producent oznaczenie	Parametry zasilania	Informacja wyświetlana, inne cechy, wymagane podzespoły
NORTEC 5021	2,5–3,5 V 10 µA	godziny, minuty, sekundy, dzień 12/24, sygnalizacja spadku napięcia baterii (4 Hz), regulacja jasności świecenia, wejście kontrolne 1 MHz, wymagane dodatkowe wzmacniacze cyfr i segmentow wskaźników, 3 przyciski, 30 wyprowadzeń, 4 cyfry
RAGEN SEMICOND MS 6800	2,2–3 V 15 µA	godziny, minuty, sekundy, dzień, 4-letni kalendarz, regulacja jasnosci, wymagane dodatkowe wzmacniacze cyfr i segmentów wskaźników, 6 przycisków, 24 wyprowadzeń, 4 cyfry
SYNERTEK 5002	1. 2,5–3 V 2 mA D 2. 1–1,6 V 10 µA	godziny, minuty, sekundy, miesiąc, dzień, nazwa dnia, rok przestępny, 12/24 1 przycisk, regulacja jasności, dodatkowy wzmacniacz do cyfr, 6 wskaźników (2 alfanumeryczne)
MOSTEK MK 5030 MK 5030 12 g 24 g	2,7–3,4 V 9 µA, 2 mA	godziny, minuty, sekundy, dzień, dodatkowe wejście kontrolne, dodatkowy wzmacniacz do cyfr, 3 przyciski, 24 wprowadzenia, 4 cyfry
NATIONAL WM 01	3 V 15 µA	godziny, minuty, sekundy, 3½ cyfry, dodatkowe wzmacniacze segmentów i cyfr, 2 przyciski
SANYO DWM 2003 DWM 2004	2,5–3,2 V 6–11 µA	4 wskazniki, godziny i minuty lub sekundy, lub data, roczny kalendarz 4 przyciski ustawiające, automatyczna regulacja jasmości świecenia wskaźnikow wymaga wzmacniaczy prądu segmentów cyfr wskaźnika, 24 wprowadzenia

Układy scalone do zegarków naręcznych, współpracujące ze wskaźnikami ciekłokrystalicznymi LC Tablica 2

Producent oznaczenie	Parametry zasilania	Funkcje, parametry
MOSTEK MK 50010 MK 50011 MK 50012	1. 1,35–1,6 V 2 µA 2. 2,7–5 V 0,2 µA 2'. 4–10 V 2". 4–15 V	wymagana przetwornica 3 przełączniki (2 ustawianie, 1/H, H/S, D), godziny (12/24), minuty, sekundy, dzień, odmiany dla różnych typów wskaźników, 40 wprowadzeń
AMI S1400–1404	1. 1,5 V 2,5–50 µA 2. 7,5 V 0,3–25 µA	32 Hz – częstotliwość pracy wskaźnika, częstotliwość test. 10 kHz, wymagana przetwornica, godzin, minuty, sekundy, 4 cyfry, 2 przełączniki, 36,40 wyprowadzeń
AMI S1420, S1421	1. 1,5 V 2,5–50 µA 2. 7,5 V 0,3–25 µA	godziny, minuty, data, miesiąc (12), 3½ cyfry, 36 wyprowadzeń, wymagana przetwornica
SYNERTEK 5001	1. 1,5 V 3 µA 2. maks. 10 V	godziny, minuty, sekundy, data, dzień, rok (4), 12/24, 6 cyfr, 1 przycisk operacyjny, 40 wyprowadzeń, wymagana przetwornica
MOTOROLA MC 14440 02	1. 1,65–1,4 V 4 µA 2. 3–4,5 V	godziny, minuty, sekundy, data (31 dni), 3 przyciski operacyjne wbudowane w US, sterowanie przetwornicą diodowo-pojemnościową, możliwość testowania wskaźnika, 40 wyprowadzeń

Wskaźniki LED do zegarków (technologia monolityczna, wspólna katoda, Ga, AsP, kolor czerwony) Tablica 3

Producent Bowmar	Parametry elektryczne	Wysokość znaków, liczba segmentów, typ wskaźnika
R16 M-106-1	U_F = 1,6 V	2,4 mm, 16 segmentów (alfanumeryczny)
R11 M-16-1	$I_{F_{AV}}$ = 2 mA	2,8 mm, 11 segmentów (częściowo alfanumeryczny)
R9 M-106-1	na segment	2,4 mm, 9 segmentów (cyfrowy)
R7 M-056-1		1,2 mm, 7 segmentów (cyfrowy)

(od 1 do 3 s), po którym odczyt znika. Oszczędza się w ten sposób energię z baterii, lecz zegarek jest mniej wygodny w użyciu. Czas życia baterii jest uwarunkowany liczbą odczytów czasu, przy czym producenci podają, że przy około 20 odczytach dzienie czas życia baterii wyniesie około 1,3 roku. W aktualnie produkowanych zegarkach przeważają modele wykorzystujące wskaźniki ciekłokrystaliczne (LC). Ponieważ wskaźnik ciekłokrystaliczny sam nie świeci, a jedynie odbija światło zewnętrzne, pobiera on znikowo małą moc (pojedyncze μW) i nie ma potrzeby wygaszania go w celu oszczędzenia energii.

Do odczytu nocnego w zegarkach stosuje się najczęściej dodatkowe źródło światła – diodę świecącą lub żarówkę zasilaną przeważnie z osobnej baterii.

W zegarku takim celowe jest zastosowanie kalendarza czteroletniego, uwzględniającego rok przestępny, gdyż wymiana baterii nie występuje tak często, jak w zegarku wykorzystującym wskaźniki LED.

W niektórych najnowszych modelach jest stosowany układ słonecznego przetwornika doładowującego akumulator zasilający zegarek.

Ważną zaletą zegarków z wskaźnikami ciekłokrystalicznymi jest niezależność czytelności wskazań od oświetlenia zewnętrznego. Wzrostowi oświetlenia zewnętrznego towarzyszy zawsze wzrost jasności wskaźnika, jako że wskaźnik odbija (lub pochłania) oświetlające go światło. Utrzymany jest więc stały dla danego wskaźnika kontrast 10:1...20...1 (tablica 4). Wzrost natężenia światła z otoczenia utrudnia natomiast odczyt wskazań zegarka mającego wskaźnik półprzewodnikowy LED. Gdy wskaźnik świeci stale jednakowo jasno, to maleje kontrast w miarę wzrostu natężenia światła zewnętrznego. W pełnym słońcu odczyt takiego zegarka jest bardzo utrudniony. Aby tę niedogodność wyeliminować, zastosowano w najnowszych rozwiązaniach układów scalonych zegarków naręcznych regulację jasności świecenia wskaźników uzależnioną od oświetlenia zewnętrznego.

Wymagany jest wtedy dodatkowy zewnętrzny element światłoczuły najczęściej fotorezystor, który zmieniając swoje parametry pod wpływem oświetlenia zmienia średni prąd płynący przez wskaźniki półprzewodnikowe. Zmiana prądu jest realizowana przez zmianę współczynnika wypełnienia impulsów sterujących wskaźnikami.

Obserwuje się stałe dążenie producentów układów scalonych do uproszczenia obsługi zegarka naręcznego. W pierwszych modelach istniało po kilka przycisków operacyjnych (praktycznie dla każdej operacji jeden przycisk). Następnie zastosowano system ustawiania kodowego. Każdej operacji odpowiada w nim naciśnięcie kilku określonych przycisków, co umożliwiło zmniejszenie ich liczby.

Najnowszym i chyba najbardziej udanym rozwiązaniem jest system z rozdziałem czasowym, gdzie do wszystkich operacji używany jest tylko jeden przycisk. Naciskając nim odpowiednią ilość razy wywołujemy wewnątrz scalonego układu zegarka odpowiednie programy działania lub funkcje.

Pierwsze rozwiązania w pełni elektronicznych zegarków naręcznych zbudowane były przy użyciu dwóch układów scalonych, z których pierwszy zawierał generator wraz z dzielnikami częstotliwości, natomiast drugi zawierał wewnątrz liczniki godzin, minut i sekund, translatory kodu BCD na kod wskaźników 7-segmentowych wraz z układem sterowania wskaźnikami (LED lub LC).

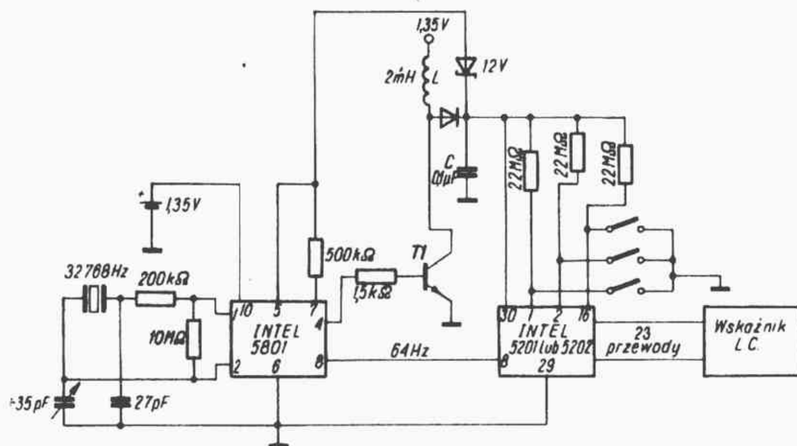
Schemat połączeń elektrycznych tego typu zegarków przedstawiono na rys. 14. Wskaźnik ciekłokrystaliczny wymaga zastosowania przetwornika podwyższającego napięcie zbudowanego w układzie klucza sterowanego z dzielników częstotliwości.

Za pomocą cewki indukcyjnej L podwyższane jest napięcie zmienne, które następnie po wyprostowaniu daje na kondensatorze C napięcie potrzebne do zasilania układu sterującego wskaźnikiem ciekłokrystalicznym.

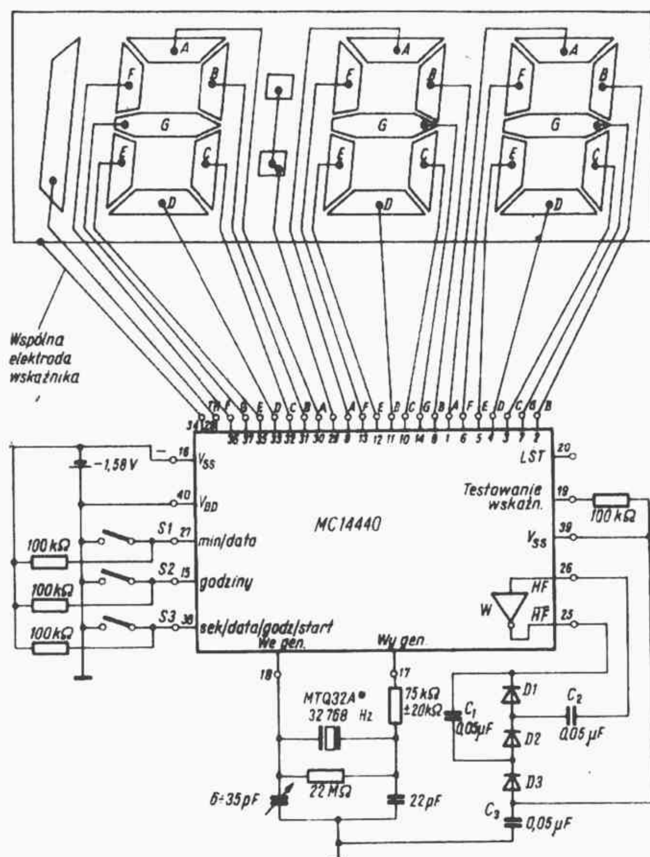
Bardziej nowoczesnym rozwiązaniem jest produkowany przez firmę Motorola układ scalony zegarka MC14440, którego układ połączeń przedstawiono na rys. 15. Dla uzyskania napięcia zasilającego wskaźniki ciekłokrystaliczne zastosowano układ powielający złożony z diod D1...D3 i kondensatorów C1...C3, sterowany z wewnętrznego układu odwracającego fazę (W). Napięcie z kondensatora C3 zasila układy sterujące wskaźnikiem. Zegarek jest zasilany z jednej baterii 1,58 V. Za pomocą trzech przełączników steruje się pracą zegara, który normalnie wyświetla godziny i minuty. Po naciśniętym przycisku S3 wyświetlane są sekundy, po zwolnieniu go wyświetlany jest przez 3 sekundy dzień. Przycisk S2 służy do ustawiania godzin, natomiast przycisk S1 ustawia datę pod warunkiem godziny innej niż 12. Jeżeli zegar wskazuje godzinę 12, to ten

Wskaźniki ciekłokrystaliczne LC o tzw. „efekcie polowym" przeznaczone do zegarków naręcznych Tablica 4

Producent	Parametry zasilania	Funkcje i parametry
AMI S 23510	3 V AC, 32 Hz, 150 nA wł. 300 ms wył. 400 ms	5 mm, $3^1/_2$ cyfry, 26 wyprowadzeń kontrast 10:1, temperatura pracy 0–50°C
AMI S 23620	3 V AC, 32 Hz	45 mm, $5^1/_2$ cyfry + napisy: data, sekundy kontrast 20:1, 40 wyprowadzeń, temperatura pracy 0–50°C
AMI S 2660	3 V AC, 32 Hz	2,8 mm, $3^1/_2$ cyfry, 24 wyprowadzenia kontrast 20:1, temperatura pracy 0–50°C
BROWN BOVERI LC 201135	2 V AC, 32 Hz wł. 100 ms wył. 200 ms	4 mm, $3^1/_2$ cyfry, 25 wyprowadzeń, kontrast 20:1, temperatura pracy – 15°C–60°C



Rys. 14. Schemat połączeń zegarka zbudowanego z układów scalonych produkcji firmy AMI z wskaźnikiem ciekłokrystalicznym (LCD)

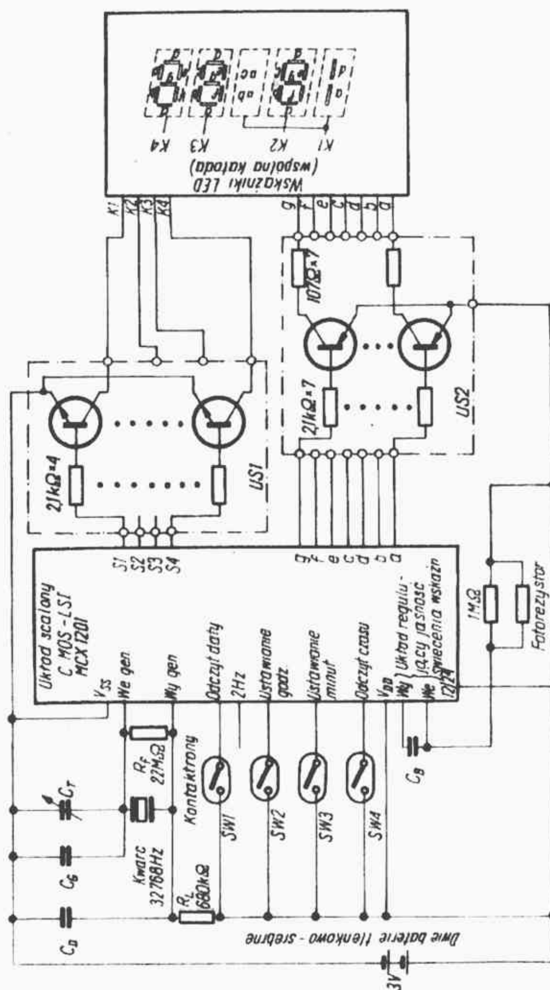


Rys. 15. Schemat połączeń zegarka wykorzystującego układ scalony MC14440 (Motorola)

sam przełącznik (S3) służy do ustawiania minut. Zegarek ma kalendarz 31 dniowy, a więc w razie krótszych miesięcy należy go raz w miesiącu przestawiać.

W Polsce jest produkowany seryjnie układ scalony zegarka wykonywany w technologii C-MOS i przeznaczony do sterowania wskaźnikiem półprzewodnikowym (typu LED). Oznaczany jest symbolem MCX1201, zaś jego producentem jest CEMI, a odbiorcą WAREL – producent elektronicznych zegarków naręcznych.

Schemat połączeń zegarka wykorzystującego ten układ scalony przedstawiono na rys. 16. Układ scalony zawiera: elementy czynne generatora, dzielniki częstotliwości (do 1 Hz), liczniki sekund, minut i godzin, multiplekser oraz translatory kodów. Dodatkowo jest wyposażony w wewnętrzny układ regulacji jasności świecenia wskaźników, zmieniający, wraz ze zmianą



Rys. 16. Schemat połączeń zegarka wykorzystującego produkowany w Polsce układ scalony MCX1201

natężenia światła padającego na fotorezystor, współczynnik wypełnienia przebiegów sterujących wspólne elektrody wskaźników oraz pełny roczny kalendarz (liczniki dni i miesięcy).

Prądy, które możliwe są do uzyskania z wejść układu scalonego MCX1201, są zbyt małe do bezpośredniego wysterowania wskaźników. Dlatego konieczne było zastosowanie bipolarnych scalonych układów wzmacniających prąd (US1 – dla wspólnych elektrod i US2 dla segmentów wskaźników). Wejście 12/24 układu scalonego MCX1201 umożliwia ustawianie licznika godzin, co umożliwia zrealizować zegar 12-godzinny lub 24-godzinny. Przy połączeniu tego wejścia tak, jak to przedstawiono na rys. 16, do plusa baterii, uzyskuje się układ zegara 12-godzinnego. Zastosowane wskaźniki o wspólnej katodzie są połączone równolegle i wymagają specyficznego połączenia pierwszego wskaźnika, którego segmenty b i c muszą być odpowiednio połączone z segmentami a i d innych wskaźników.

Ustawianie zegara (godziny, minuty, dzień, miesiąc, pora dnia) oraz odczyt daty lub czasu możliwe są w systemie kodowym dzięki przełącznikom Sw1...Sw4. Odczyt czasu (daty) możliwy jest przez około 1,25 s od chwili naciśnięcia przycisku Sw4 (Sw1). Po tym czasie wyświetlany na wskaźnikach obraz zanika. Jeżeli stan zwarcia zestyku Sw4 trwa nadal, to na wskaźnikach K3 i K4 wyświetlane są sekundy.

Umieszczone między wskaźnikami K3 i K2 pojedyncze diody świecące b i c umożliwiają wyświetlenie pory dnia (przedpołudnie – popołudnie) oraz pozwalają rozróżnić odczyt daty (świeci zawsze jedna dioda) od odczytu czasu (świecą zawsze dwie diody.

OŚMIOKANAŁOWA PRZYSTAWKA DO OSCYLOSKOPU

SŁAWOMIR LITWIŃSKI

Do uruchamiania urządzeń zawierających cyfrowe układy scalone bardzo pomocna jest 8-kanałowa przystawka umożliwiająca jednoczesną obserwację 8 przebiegów cyfrowych z zachowaniem ich wzajemnych przesunięć fazowych. Podstawowym elementem urządzenia jest scalony multiplekser UCY74151N. Układ ten ma 8 wejść danych o numerach od 0 do 7, trzy wejścia adresowe w kodzie BCD oraz wyjście. W zależności od stanu wejść adresowych ABC informacja z odpowiedniego wejścia danych jest przepisywana w zanegowanej formie na wyjście układu.

Schemat układu przystawki przedstawiono na rys. 1.

Rys. 2. Schemat separatora-inwertera (jeden obwód)

Wejścia informacyjne są poprzedzone separatorami-inwertorami (rys. 2). Z wyjścia pierwszego separatora wyprowadzono sygnał (gniazdo 12) służący do synchronizowania oscyloskopu. Układ złożony z elementów B1, B2, B3 oraz rezystorów R2...R9 powoduje, że do przebiegu wyjściowego jest dodawana odpowiednia składowa stała, której wartość zależy od numeru kanału. Skutkiem tego sygnały z kolejnych kanałów pojawiają się na ekranie jeden pod drugim, co ułatwia obserwację.

Potencjometrem montażowym R1 ustawia się poziom logicznej „1" na ekranie

Rys. 1. Schemat ośmiokanałowej przystawki do oscyloskopu

oscyloskopu. Optymalne ustawienie znajduje się w pobliżu połowy rezystancji. Z gniazda 10 doprowadzono sygnał do wejścia „stałoprądowego" oscyloskopu.

Wejściami adresowymi multipleksera steruje licznik dziesiętny UCY7490N. W opisywanym urządzeniu pracuje on jako licznik mod. 8 (połączono wyjście D-11 z wejściami kasującymi 2, 3).

Do wejścia licznika 14 doprowadzono impulsy przełączające kanały. Impulsy te mogą pochodzić z dwóch źródeł:

- z wewnętrznego generatora zbudowanego z elementów B4, B5; generuje on impulsy o częstotliwości rzędu MHz, które przez przełącznik elektroniczny (B7, B8, B6) są wprowadzane do wejścia licznika (przełącznik jest ustawiony w położenie C – „Chop"),
- z generatora podstawy czasu oscyloskopu impulsy te o kształcie prostokątnym doprowadza się do gniazda 11 przystawki.

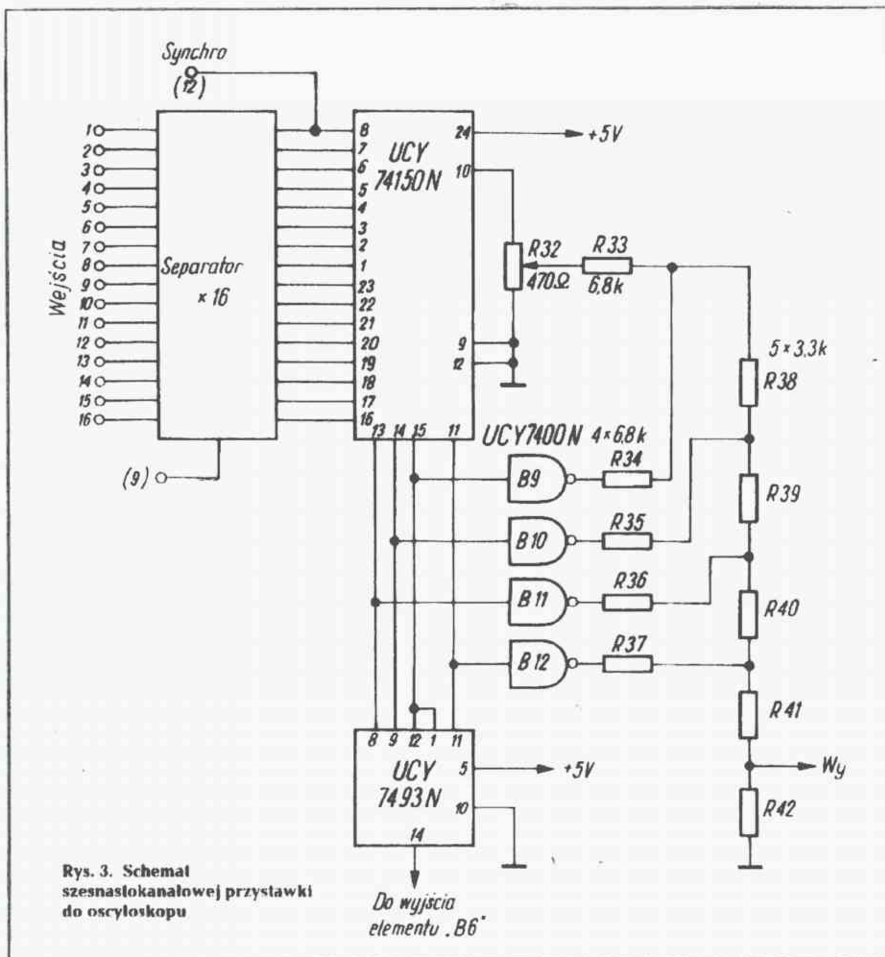
Po przejściu przez wtórnik (T1) sygnał jest doprowadzany do przełącznika elektronicznego (przełącznik w pozycji A „Alt"), a następnie do wejścia licznika. Na wyjściu sygnału prostokątnego podstawy czasu pojawiają się impulsy w momencie rozpoczęcia odchylania poziomego. W ten sposób każdy kolejny przebieg podstawy czasu powoduje zmianę stanu licznika o jeden, co pociąga za sobą przełączanie multipleksera na kolejne wejścia przystawki.

Jeżeli przed przystąpieniem do montażu urządzenia sprawdzimy wszystkie elementy, to nie powinno być kłopotu z uruchomieniem. Przystawka pobiera 60 mA, dlatego celowe jest zasilanie jej z układu badanego.

W celu zabezpieczenia przed odwrotnym włączeniem zasilania (+5 V) w obwód zasilania należy włączyć prostowniczą diodę germanową.

A oto sposób użytkowania.

1. Masę (gniazdo 9) i „+5 V" przystawki łączymy z badanym układem.
2. Wyjście przystawki (gniazdo 10) łączymy z wejściem wzmacniacza Y oscyloskopu.
3. Wyjście „synchro" (gniazdo 12) łączymy z gniazdem synchronizacji zewnętrznej oscyloskopu. Oscyloskop przełączamy na synchronizację zewnętrzną i automatyczne wyzwalanie.
4. Gniazdo 11 przystawki łączymy z wyjściem sygnału prostokątnego podstawy czasu.
5. W celu otrzymania stabilnego obrazu do kanału 1 przystawki dołączamy najwolniejszy z badanych przebiegów.



Rys. 3. Schemat szesnastokanałowej przystawki do oscyloskopu

6. Do pozostałych kanałów dołączamy dalsze badane przebiegi.
7. W przypadku „wolnych" podstaw czasu używamy system pracy „Chop", przy „szybkich" podstawach czasu pracujemy w systemie „Alt".

Dla 8-kanałowej przystawki częstotliwość podstawy czasu, powyżej której uzyskujemy stabilny obraz przy pracy „Alt" wynosi około 130 Hz. Poniżej tej częstotliwości występuje migotanie obrazu. Wtedy używamy systemu „Chop".

Przy uruchamianiu skomplikowanych urządzeń, jak np. rozbudowane dzielniki, czy rozdzielacze, często zachodzi konieczność jednoczesnego oglądania więcej niż 8 przebiegów. Na podstawie opisanej wyżej przystawki można zbudować urządzenie 16-kanałowe. Konieczne zmiany ilustruje rysunek 3.

W miejsce 8-kanałowego multipleksera UCY74151N wprowadzono 16-kanałowy UCY74150N. Liczbę wejściowych separatorów zwiększono dwukrotnie. Podobnie jak w poprzednio opisanym urządzeniu, po pierwszym separatorze wyprowadzono sygnał do synchronizacji. Elementy B9...B12 oraz rezystory R33...R42 pełnią jak poprzednio funkcję generatora napięcia stałego o wartości zależnej od numeru kanału.

Do sterowania wejść adresowych multipleksera służy licznik UCY7493N sterowany przez taki sam układ jak na rys. 1 (elementy B4...B8). Jednak ze względu na dwukrotnie większą liczbę kanałów kondensatory C1 i C2 należy zmniejszyć o połowę.

Sposób użytkowania w zasadzie nie różni się od poprzednio opisanego. Częstotliwość podstawy czasu, powyżej której można używać systemu pracy „Alt", wynosi 260 Hz.

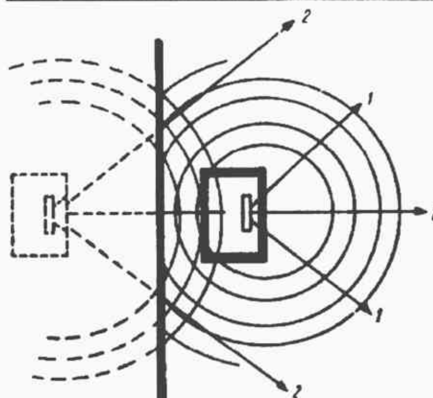
Jako tranzystory T1...T9 (T17) można zastosować dowolne impulsowe małej mocy, jako diody D1...D8 (D16) – dowolne krzemowe impulsowe.

LITERATURA

1. „Amatérské Radio pro konstruktery" nr 2/1978
2. J. Pieńkos, J. Turczyński – Układy scalone TTL serii UCY74 i ich zastosowania. WKŁ 1976
3. P. Misiurewicz, M. Grzybek – Półprzewodnikowe układy logiczne TTL.

LOKALIZACJA ZESPOŁÓW GŁOŚNIKOWYCH

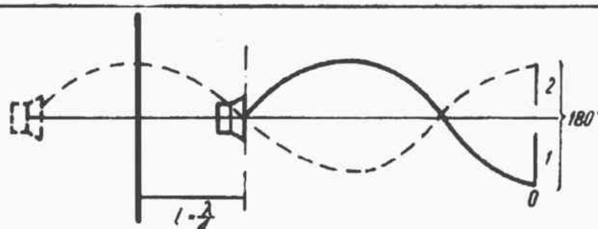
W zakresie niskich tonów zespół głośnikowy ma małe wymiary w porównaniu z długością promieniowanej fali. Można więc go uważać za punktowe źródło dźwięku. Gdy zespół głośnikowy jest ustawiony blisko ściany, wówczas następuje odbijanie się fal w sposób przedstawiony na rys. 1. Jeżeli fazy fal bezpośrednich i odbitych są zgodne (różnica fazy jest nieznaczna), to następuje ich sumowanie się. Przy tonach najniższych występuje jeszcze inne zjawisko wpływające na „wzmocnienie" tych tonów.



Rys. 1. Odbijanie się fal od ściany
1 – fale źródła, 2 – fale odbite

Rezystancja akustyczna głośnika niskotonowego zwiększa się wskutek oddziaływania fal odbitych, co wpływa na zwiększenie sprawności przetwarzania energii przez głośnik. Największe „podniesienie", tonów niskich uzyskuje się przy umieszczeniu zespołu głośnikowego w narożu pomieszczenia, bezpośrednio przy dwu ścianach i podłodze. Takie lokalizowanie głośnika było kiedyś często stosowane, sprzyjało bowiem rozszerzeniu pasma przenoszenia w kierunku mniejszych częstotliwości, co było bardzo pożądane przy stosowanych wówczas wielce niedoskonałych głośnikach.

W miarę zwiększania częstotliwości efekt wpływu fal odbijających się od ścian będzie się zmieniał. Wyjaśnia to rys. 2, na którym przedstawiono najbardziej niekorzystny przypadek: odległość od membrany do ściany jest równa 1/4 długości fali. Fala odbita jest przesunięta w fazie o 180°C, wskutek czego następuje odejmowanie się fal zwane interferencją. W miejscu odsłuchu następuje silne osłabienie dźwięku odpowiadającego tej częstotliwości drgań. Wyobraźmy sobie, że zespół głośnikowy jest umieszczony w narożu pomieszczenia, a odległość środka membrany od każdej z ścian i podłogi wynosi 30 cm. Silnemu osłabieniu ulegnie w tym przypadku zakres częstotliwości od 250 do 320 Hz, gdyż przy częstotliwościach leżących w tym zakresie wystąpi opisane wyżej zjawisko. Zjawisko wystąpi słabiej, gdy zespół głośnikowy będzie umieszczony niesymetrycznie względem ścian.



Rys. 2. Interferencja fali odbitej z falą bezpośrednią
1 – fala biegnąca wprost od źródła, 2 – fala odbita od ściany, przesunięta o 180°; występuje znoszenie się w miejscu 0

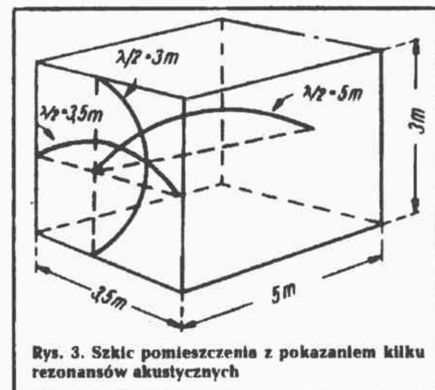
Pomieszczenie mieszkalne ma – z punktu widzenia odsłuchu muzyki – zbyt małe wymiary. Sale koncertowe i studia radiofoniczne o objętości 1000...20 000 m^3, wobec dużej odległości między ścianami, mają gęste i równomierne widmo częstotliwości rezonansowych poczynając od dolnej granicy pasma akustycznego. W przypadku pomieszczeń mieszkalnych widmo tego rodzaju zaczyna się dopiero od 300...400 Hz. Przy częstotliwościach mniejszych występują pojedyncze silne rezonanse. Na rys. 3 przedstawiono wymiary pomieszczenia mieszkalnego. Pokazano kilka fal, przy których wystąpią rezonanse w danym pomieszczeniu, wpływające na nierównomierność rozkładu ciśnienia akustycznego w pomieszczeniu. Pomiary wykazały, że wywołane tymi zjawiskami nierównomierności charakterystyki ciśnienia akustycznego w miejscu odsłuchu mogą wynosić 12 dB, a niekiedy nawet więcej. Zjawiska te wystąpią słabiej, jeżeli pomieszczenie jest dostatecznie silnie wytłumione, najlepiej przez wprowadzenie materiałów dźwiękochłonnych, rozmieszczonych nierównomiernie na ścianach i podłodze. Jeżeli zestaw Hi-Fi jest wyposażony w korektor graficzny (equalizer), to jest możliwe skorygowanie charakterystyki częstotliwościowej toru w taki sposób, aby warunki odsłuchu się polepszyły.

Ze względu na wspomniane zjawiska rezonansowe jest wskazane wykonanie kilku prób różnego zlokalizowania zespołów głośnikowych. Można również zalecić niesymetryczne ustawienie zespołów głośnikowych względem najbliższych ścian bocznych.

Warunki odsłuchu można by jeszcze bardziej poprawić przez zastosowanie czterech zespołów głośnikowych (po dwa w każdym z kanałów stereofonicznych) zajmujących różne położenie względem ścian i podłogi. Rozwiązanie takie jest praktycznie możliwe przy korzystaniu z małych zespołów typu regałowego lub przy zastosowaniu tylko jednego zespołu niskotonowego (przetwarzającego częstotliwości do 300 Hz) i oddzielnych zespołów średnio-wysokotonowych.

Tony wysokie są promieniowane kierunkowo. W wielu przypadkach kąt promieniowania tonów wysokich przez zespół głośnikowy jest zbyt mały, co zalicza się do wad zespołu. Wytwórnie produkujące zespoły głośnikowe starają się zapewnić dostatecznie wielki kąt bryłowy promieniowania tonów wysokich, np. 120°C. W celu zapewnienia wymaganej intensywności tonów wysokich w miejscu odsłuchu należy przyjąć jako zasadę, że między słuchaczem, a zespołami głośnikowymi nie powinny znajdować się przedmioty „zasłaniające" te ostatnie. Zaleca się, aby zespoły głośnikowe (głośniki wysokotonowe) były umieszczone na wysokości głowy siedzącego wygodnie słuchacza.

Fale akustyczne mogą wywoływać drgania rezonansowe w blisko ustawionych przedmiotach (szafki, szyby serwantek, naczynia itd.). Jest to wysoce niepożądane. Zaleca się więc nieumieszczanie zespołów głośnikowych na meblach stwarzających warunki powstawania zjawisk tego rodzaju. Dobrze jest ustawić zespoły głośnikowe na grubych podkładkach z miękkiej gumy.



Rys. 3. Szkic pomieszczenia z pokazaniem kilku rezonansów akustycznych

Dla spełnienia wymagań dotyczących optymalnego odsłuchu stereofonicznego zaleca się takie rozstawienie zespołów głośnikowych, aby kąt między prostymi łączącymi zespoły z głową słuchacza wynosił około 50°.

Przedstawiliśmy kilka wymagań dotyczących lokalizacji zespołów głośnikowych w pomieszczeniu. Spełnienie ich przedstawia znaczne trudności nie tylko dlatego, że występują między nimi określone sprzeczności, ale i w związku z koniecznością dostosowania się do naturalnej „geografii" pomieszczenia, wynikającej z rozkładu drzwi i okien oraz rozmieszczenia mebli. Niewielu słuchaczy może pozwolić sobie na przeznaczenie oddzielnego i to dużego pokoju dla wysokojakościowego odsłuchu muzyki. W związku z tym należy poszukiwać optymalnego rozwiązania kompromisowego.

Zaleca się przesłuchanie kilku płyt przy uważnym wsłuchaniu się w jakość odtwarzania tonów niskich, średnich i wysokich. W oparciu o zauważone niedostatki można przeprowadzić zmianę ustawienia zespołów głośnikowych oraz dokonać nowej próby. Drogą kolejnych przybliżeń uda się wybrać najkorzystniejsze rozmieszczenie zespołów głośnikowych. *A.W.*

MAGNETOFON M536 SD FINEZJA

Magnetofon M536 jest pierwszym krajowym magnetofonem kasetowym klasy Hi-Fi. Jest to magnetofon sieciowy, stereofoniczny, umożliwiający zapis i odczyt sygnałów akustycznych przy użyciu kaset z taśmą żelazową (Fe) lub chromową (Cr).

Wyposażony jest między innymi w:
- dwa układy redukcji szumów Dolby B i DNL,
- automatyczny przełącznik rodzaju taśmy, sterowany za pomocą wycięcia w tylnej części kasety,
- układ automatycznej regulacji poziomu zapisu,
- układ automatycznego wyłączania na końcu taśmy „autostop".

DANE TECHNICZNE*

Zasilanie: 220 V, 50 Hz, 20 VA
Odchyłka prędkości przesuwu taśmy: ≤ ± 1,5%
Nierównomierność przesuwu taśmy: ≤ ± 0,2% (0,17%)

Zakres częstotliwości:
40...10 000 Hz (30...12 500 Hz) Fe
40...12 500 Hz (30...14 000 Hz) Cr

Dynamika:
z taśmą Fe ≥ 50 dB (52 dB), ≥ 58 dB (61 dB) z układem Dolby B
z taśmą Cr ≥ 54 dB (56 dB), ≥ 61 dB (63 dB) z układem Dolby B
Zniekształcenia: h_3 ≤ 3% (2%)
Skuteczność kasowania: ≥ 60 dB (75 dB)
Tłumienie przeniku stereofonicznego: ≥ 26 dB (33 dB)
Wejścia:
- radio (prądowe) – 0,1...10 mV/kΩ, 20 kΩ
- gramofon (napięciowe) – 0,1...10 V, 1 MΩ
- mikrofon – 0,4...40 mV, 20 kΩ

Wyjścia:
- radio – 55 mV/4,7 kΩ
- słuchawki – 30 mW/400 Ω.

Schemat magnetofonu przedstawiono na str. 144–145.
Sygnał do zapisu jest wybierany przełącznikiem wejść, który jednocześnie zwiera nie używane wejścia do masy w celu zmniejszenia zakłóceń.

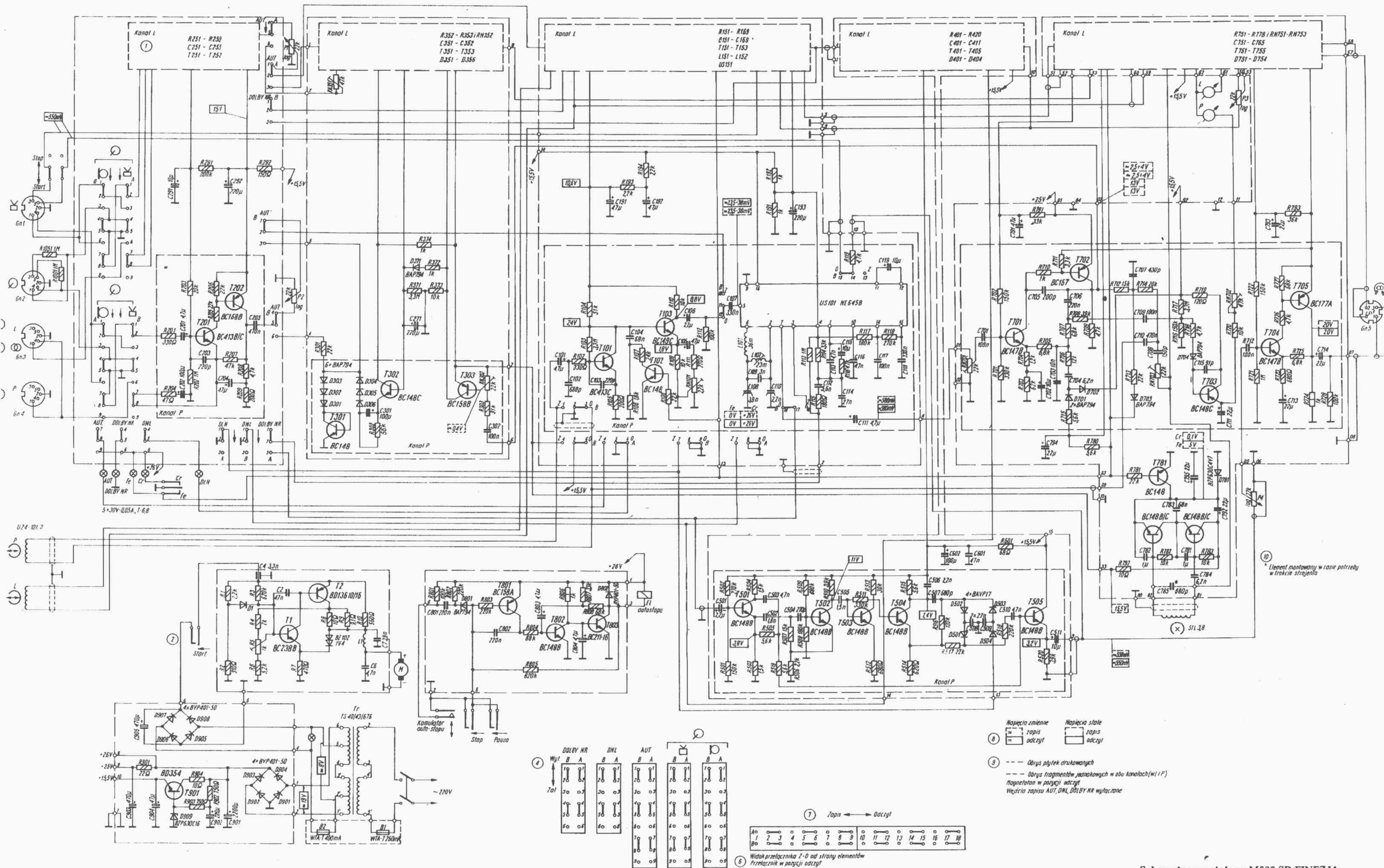
Wstępny wzmacniacz zapisu (o niskich szumach) pracuje z tranzystorami T201 i T202. Kondensator C203 eliminuje wpływ zakłóceń o częstotliwościach radiowych. Dzielnik R208, R209 ustala wzmocnienie układu. W czasie zapisu z mikrofonu, do emitera tranzystora T201 dołączony jest rezystor R204 zwiększający wzmocnienie układu o około 14 dB. Z wyjścia wzmacniacza wstępnego, sygnał jest kierowany do układu automatycznej regulacji poziomu zapisu. Układ regulacyjny stanowi dzielnik napięciowy, składający się z rezystora R301 i dynamicznej rezystancji elementów T301, D301...D305 oraz złącza emiterowego tranzystora T302.

Układ sterujący automatyki pracuje z tranzystorem T303.

W przypadku zbyt dużego sygnału ładuje się kondensator C271 przez rezystor R372 oraz diodę D371. Powoduje to spadek rezystancji dzielnika napięciowego i spadek wzmocnienia układu. Jeśli sygnał na wejściu sterującym jest mały, kondensator C271 rozładowuje się przez rezystor R371 i wzmocnienie układu wzrasta. Elementy C301 i R302 mają za zadanie zmniejszenie wrażliwości automatyki na krótkie zakłócenia impulsowe o dużej amplitudzie.

Układ redukcji szumów Dolby B pracuje z układem scalonym US101. W czasie zapisu powoduje on zwiększenie poziomu sygnałów o większych częstotliwościach (powyżej 500 Hz), przy czym dla uniknięcia przesterowania taśmy, korekcja ta odbywa się tylko przy niskich poziomach sygnału. Przy odczycie działanie układu jest dokładnie odwrotne, to znaczy zmniejsza on poziom sygnału o większych częstotliwościach wraz z szumem, który dodał się do sygnału w czasie zapisu na taśmie.
Elementy L101, L102, C108...C110 tworzą filtr niedopuszczający do wejścia układu Dolby sygnałów o częstotliwościach powyżej 15 kHz, które mogłyby zakłócić jego pracę.
Dla prawidłowej pracy układu Dolby B niezbędne jest uzyskanie określonej relacji między poziomem napięcia w układzie i poziomem zapisanego strumienia magnetycznego na taśmie. Służy do tego rezystor nastawny RN701.
Wzmacniacz zapisu jest zrealizowany z tranzystorami T701, T702. Pętla sprzężenia zwrotnego z elementami R705...R708, C703...C705 kształtuje charakterystykę korekcyjną. W czasie zapisywania taśmy chromowej diody D701 i D702 przewodzą, włączając do układu dodatkowo elementy R706, R715 i C704. Napięcie przełączające uzyskuje się z przełącznika Fe-Cr, uruchamianego przez wycięcie w tylnej ściance kasety z taśmą chromową. Z wyjścia wzmacniacza zapisu sygnał jest doprowadzany do głowicy, do układu wskaźnika wysterowania i do układu sterowania automatyki. Dioda D702 służy do zmniejszenia prądu zapisu dla taśmy Fe.
Tranzystor T703 pracuje w układzie emiterowego detektora szczytowego, charakteryzującego się krótkim czasem ładowania (≤ 10 ms) i długim czasem rozładowania (> 1 s). Umożliwia to dokładną kontrolę poziomu wysterowania i uniknięcia przesterowań. Wskaźnik pracuje również w czasie odczytu, wskazując poziom nagrania zapisanego na taśmie.
Generator podkładu i kasowania jest zbudowany z tranzystorami T782 i T783. Szeregowy obwód rezonansowy, złożony z indukcyjności głowicy kasującej i kondensatora C784, zapewnia dodatnie sprzężenie zwrotne i ustala częstotliwość generatora. W czasie zapisywania taśmy Cr tranzystor T781 zawiera diodę D781, co powoduje wzrost napięcia zasilania generatora i wzrost prądu podkładu. Rezystor nastawny RN703 służy do dokładnego ustawienia prądu podkładu.
Podczas odczytu taśmy sygnał z głowicy jest doprowadzony do wzmacniacza wstępnego o niskich szumach, pracującego z tranzystorem T101. Kondensator C102, tworzący z głowicą obwód rezonansowy, wprowadza korekcję charakterystyki dla większych częstotliwości i zmniejsza wpływ zakłóceń o częstotliwościach radiowych. Obwód z elementami R104, R106, C104 stanowi obciążenie wzmacniacza, zależne od częstotliwości i zapewnia odpowiednią korekcję charakterystyki odczytu. Tranzystor T102 spełnia funkcję klucza zmieniającego charakterystykę obwodu korekcyjnego dla taśmy Cr. Sygnał po wzmocnieniu w układzie z tranzystorem T103 jest doprowadzony do wejścia układu Dolby B, a następnie do wejścia układu DNL.

* *W nawiasie podane są średnie wartości parametrów.*



Schemat magnetofonu M536 SD FINEZJA

Układ DNL działa tylko podczas odczytu w ten sposób, że przy niskim poziomie sygnału usuwa częstotliwości większe (powyżej 4 kHz) wraz z towarzyszącym im szumem.
Układ z tranzystorami T704, T705 stanowi wzmacniacz słuchawkowy zapewniający kontrolę nagrania podczas zapisu i odczytu.

Dioda D801 i tranzystory T801, T802, T803 pracują w układzie auto-stopu. Pod prawym talerzykiem magnetofonu jest umieszczony komutator, który w czasie obracania się talerzyka przetwarza doprowadzone do niego napięcie stałe na napięcie impulsowe. Uzyskiwane w ten sposób napięcie impulsowe jest prostowane w układzie z diodą D801 i tranzystorem T801. Powoduje to nasycenie tranzystora T802 i zatkanie tranzystora T803. Jeżeli talerzyk zatrzyma się, spowoduje to zatkanie tranzystora T802, nasycenie T803 i zadziałanie elektromagnesu, który powoduje wyłączenie mechanizmu. W celu uniknięcia przegrzewania się elektromagnesu, jest on włączony tylko na czas około 0,2 s. W tym celu wprowadzono do układu sprzężenia zwrotne z kondensatorem C803 i rezystorem R805. Jeśli z jakiegokolwiek powodu mechanizm nie wyłączy się, elektromagnes ponawia próbę wyłączenia co około 3 s. Czas włączenia elektromagnesu określony jest stałą czasu elementów C802, R804, a czas przerwy – stałą czasu C802, R804 i współczynnikami h_{21E} tranzystorów T801 i T802.
Układ stabilizacji prędkości obrotowej silnika pracuje w klasycznym układzie mostkowym z tranzystorami T1 i T2.

mgr inż. Andrzej Wrzesiński

DWUKANAŁOWY WZMACNIACZ ANTENOWY VHF

ZYGMUNT OLCZYK

Głowice zintegrowane typu ZTG stanowią wyposażenie obecnej generacji odbiorników telewizji czarno-białej (szczegółowy opis w nrze 7–8/75 r. RiK).

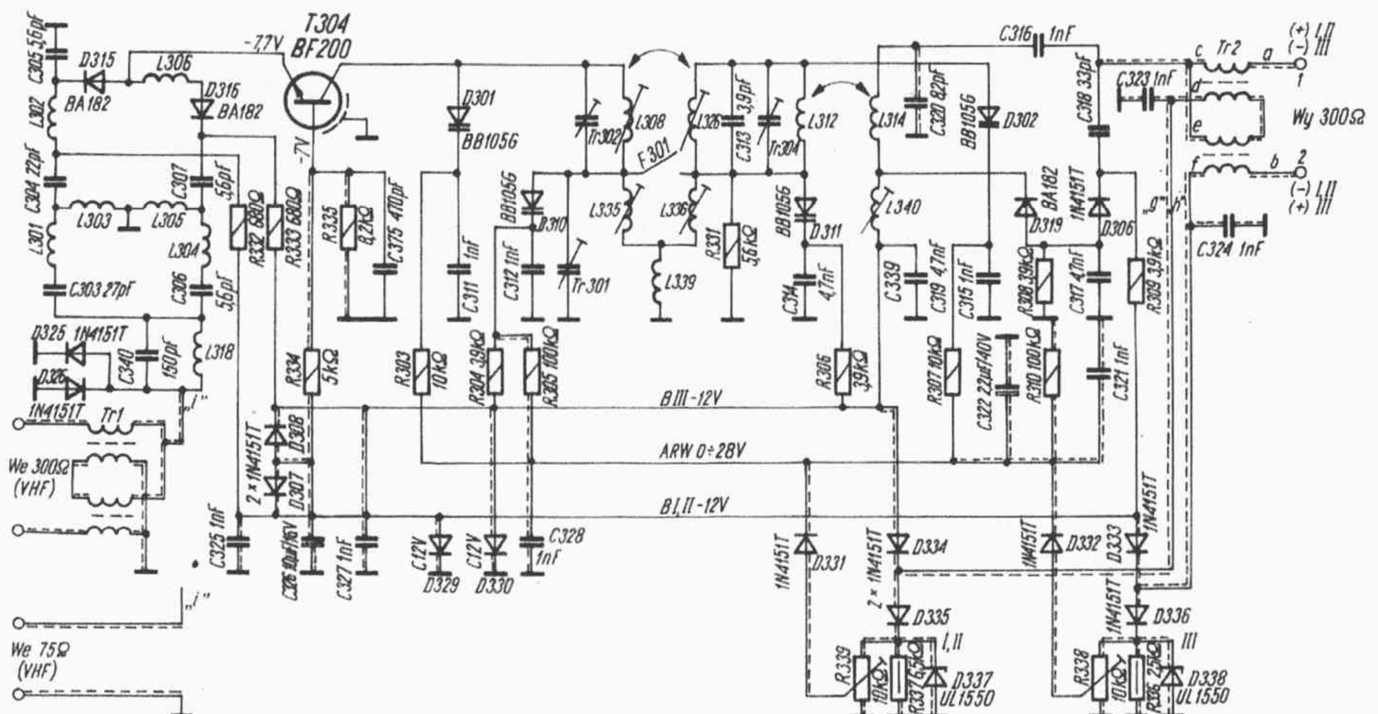
Niniejszy opis dotyczy wykorzystania płytki zakresu VHF na dwukanałowy wzmacniacz antenowy, przy czym jeden kanał pracuje w I i II pasmie TV, zaś drugi w III pasmie.

Układ elektryczny omawianego wzmacniacza przedstawiono na rys. 1. Wykorzystano tutaj głównie istniejące elementy wzmacniacza wstępnego VHF, natomiast elementy mieszacza i oscylatora zdemontowano, wykorzystując później niektóre z nich w części dobudowanej, oznaczonej na rys. 1 kolorem czerwonym. Rozmieszczenie elementów na płytce ilustruje rys. 2 i 3.

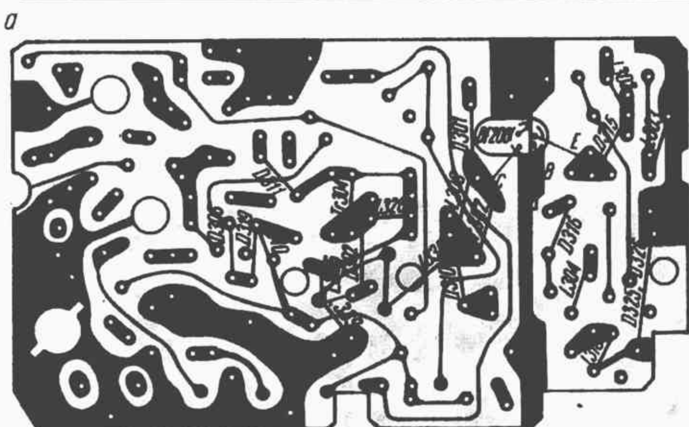
Cechą charakterystyczną układu jest wykorzystanie fidera antenowego, zarówno do przekazywania sygnału wzmocnionego, jak i napięcia zasilającego.

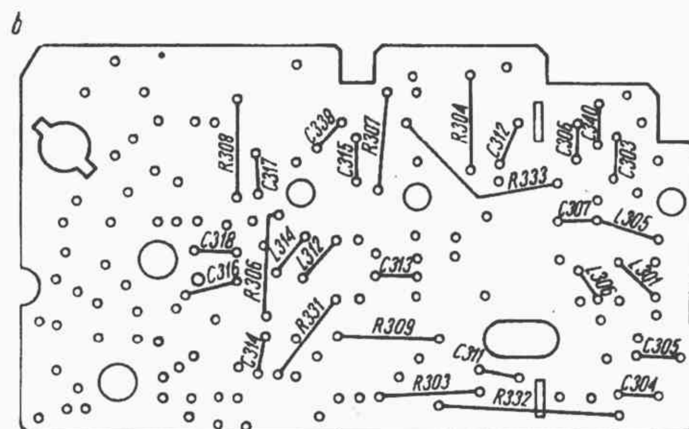
Od strony wejścia układ współpracuje ze zwrotnicą antenową.

Przełączanie kanałów odbywa się przez zmianę biegunowości napięcia zasilającego przełącznikiem P (rys. 4).

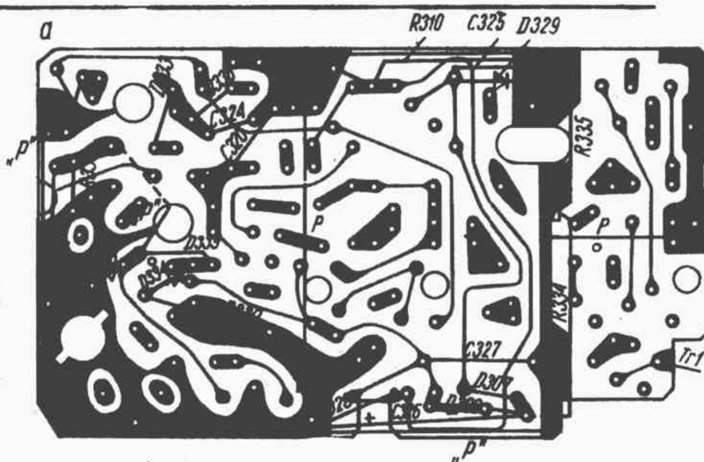


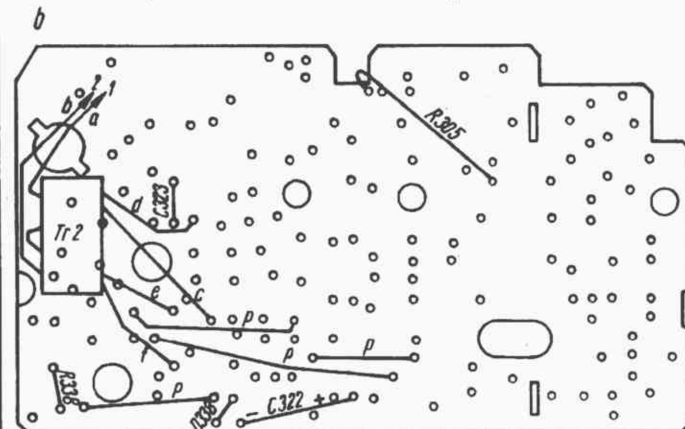
Rys. 1. Schemat wzmacniacza antenowego





Rys. 2. Płytki drukowane po wylutowaniu elementów zbędnych
a – widok od strony folii, b – widok od strony przeciwnej





Rys. 3. Płytki drukowane z dodatkowymi elementami i dodatkowymi połączeniami ścieżek
a – widok od strony folii, b – widok od strony przeciwnej

Poszczególne kanały wzmacniacza są dostrojone potencjometrami R339 i R338 odpowiednio na I, II i III zakresie.

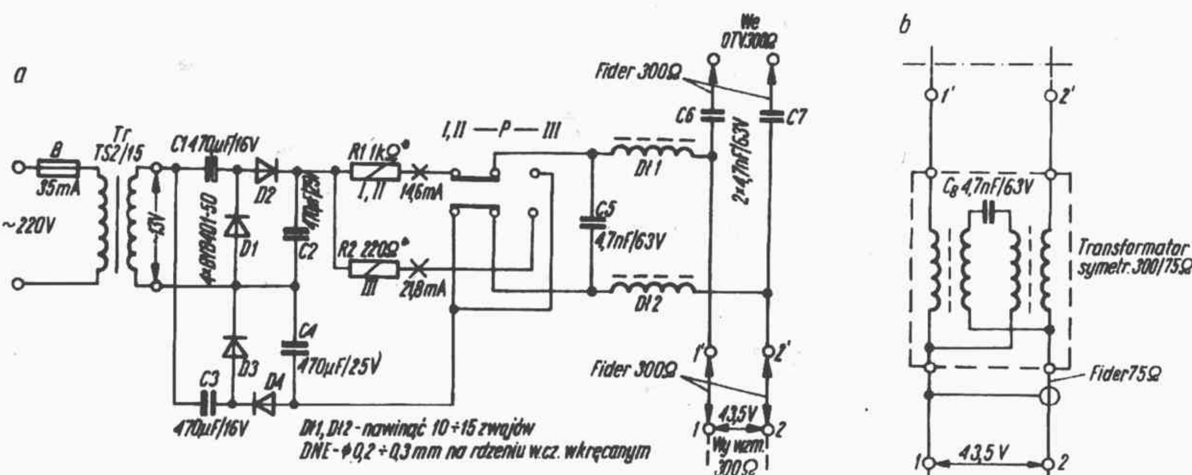
Stabilność pracy układu i niewrażliwość na zakłócenia ze strony zasilania jest zapewniona dzięki wprowadzeniu miejscowej stabilizacji napięć na przewodach BI, BII, BIII oraz ARW.

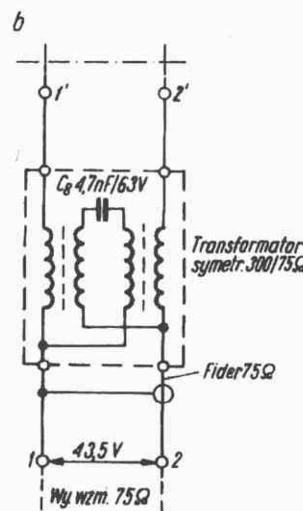
Układ może być wykonany w kilku wersjach różniących się wartościami rezystancji wejściowej i wyjściowej (300 Ω symetr. lub 75 Ω niesymetr.). Ponadto układ można przystosować do pracy dwukanałowej w jednym z pasm I, II lub III, przy czym ulegnie on uproszczeniu (wyeliminowanie diod D307 i D308 oraz D329 lub D330).

Układ wzmacniacza zmontowano na dwóch płytkach, przy czym do zasadniczej płytki montażowej przymocowano dodatkową płytkę zaciskową (rys. 5) za pomocą dwóch wkrętów M3×20 z nałożonymi tulejkami dystansowymi o długości 11 mm. Całość umieszczono w polietylenowej mydelniczce z odchylanym wieczkiem.

Przewody antenowe należy przyłączyć do zacisków śrubowych. Po przyłączeniu przewodów antenowych obudowę należy dokładnie uszczelnić, np. lakierem wodoodpornym.

Zasilacz (rys. 4) wykonano jako niestabilizowany, z prostownikiem jednopołów-

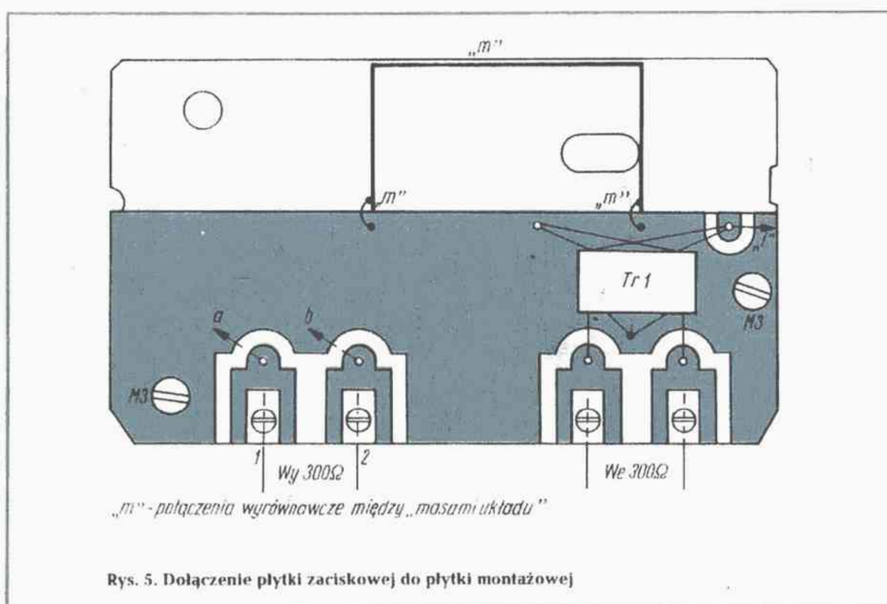




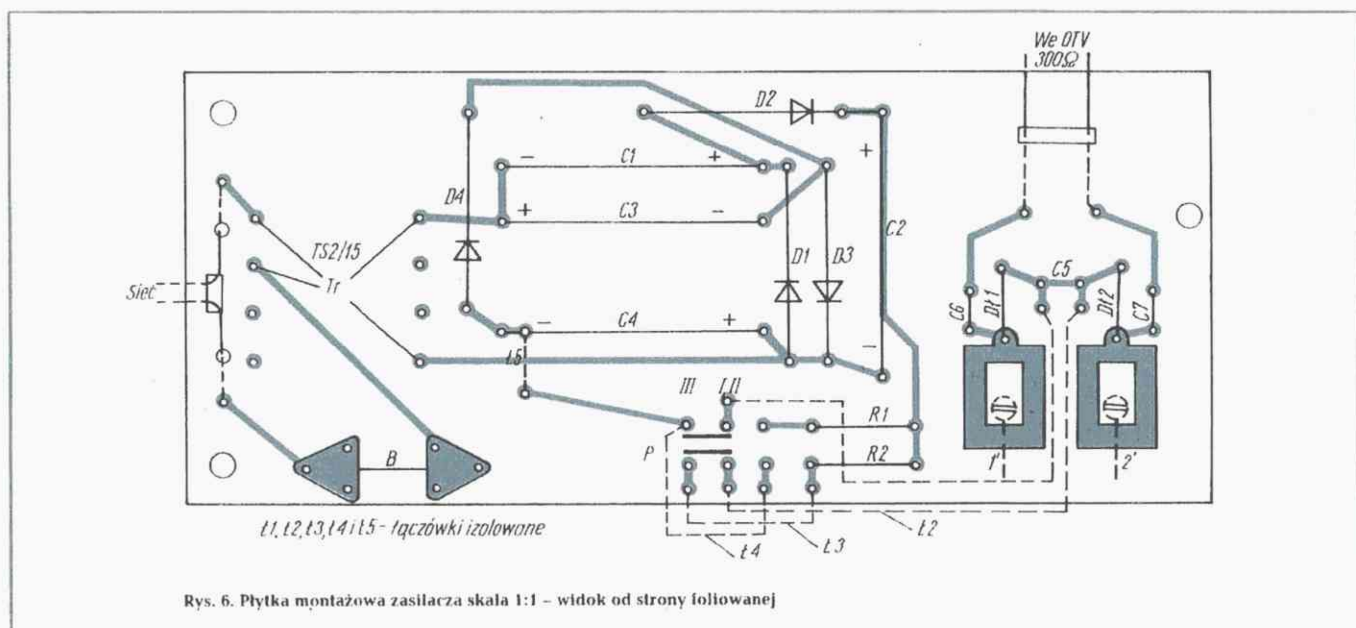
Rys. 4. Schemat zasilacza
a – przy współpracy z fiderem 300 Ω, b – przy współpracy z fiderem 75 Ω

kowym o czterokrotnym powielaniu napięcia wyprostowanego, co umożliwiło zastosowanie typowego transformatora sieciowego TS2/15 o napięciu wtórnym około 13 V. Napięcie zasilające na zaciskych wyjściowych wzmacniacza wynosi 43,5 V. Płytka zasilacza (rys. 6) została przystosowana do umieszczenia jej w obudowie popularnego zasilacza ZMK-2.

Uruchomienie wzmacniacza należy rozpocząć od ustawienia wartości prądów pobieranych na zakresach I, II oraz III przez odpowiednie dobranie wartości rezystorów R1 i R2 w zasilaczu (14,6 mA na zakresie I, II oraz 21,8 mA na zakresie III). Następnie można przystąpić do strojenia obwodów wyjściowych wzmacniacza do odpowiednich kanałów TV, poczynając od kanału leżącego w pasmie III. Jeżeli elementy L, C obwodów wyjściowych nie



Rys. 5. Dołączenie płytki zaciskowej do płytki montażowej



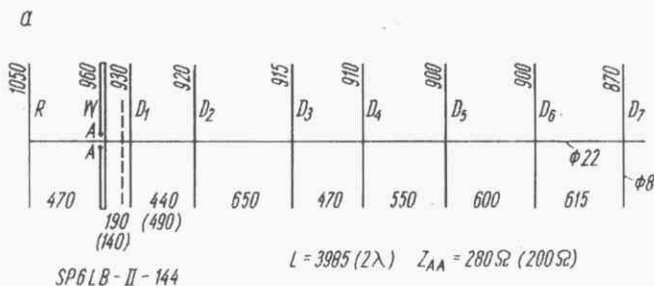
Rys. 6. Płytka montażowa zasilacza skala 1:1 – widok od strony foliowanej

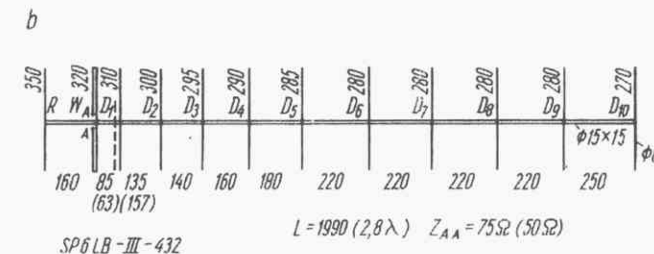
były regulowane po dostrojeniu ich w fabryce, wówczas układ wystarczy zestroić jedynie potencjometrami R338 (III) i R339 (I, II). Orientacyjnie podaje się, że cewki L308 i L326 powinny być w przybliżeniu w jednej osi, naprzeciwko siebie w odległości około 1–2 mm. Cewka L308 ma długość około 4 mm, zaś cewka L328 – około 8 mm

mgr inż. ZDZISŁAW BIEŃKOWSKI SP6LB

ANTENY UKF NA PASMA 144 i 432 MHz

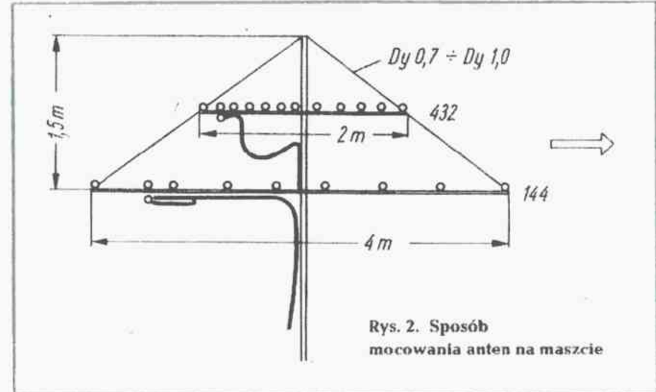
Realizując uchwały XXI Zjazdu PK UKF w Niepołomicach Zarząd Klubu PK UKF uruchomił za pośrednictwem ZOW PZK w Jeleniej Górze w Zakładach POLKAT wykonanie serii anten UKF przeznaczonych specjalnie dla radioamatorów. Profesjonalne wykonanie anten z trudno osiągalnych materiałów pozwalało na uzyskanie dobrej ich jakości i trwałości.
Konstrukcja anten została oparta na sprawdzonych już wcześniej antenach SP6LB-II i SP6LB-III, opisanych na łamach „Radioamatora i Krótkofalowca" (nr 2/78).
Zakłady POLKAT wykonały egzemplarze modelowe nowych anten, które zostały dokładnie zbadane. Wprowadzono potrzebne poprawki i uzupełnienia, opracowano nową dokumentację konstrukcyjną i na jej podstawie wykonano i są





Rys. 1. Wymiary konstrukcyjne anten
a – na pasmo 144 MHz, b – na pasmo 432 MHz

rozprowadzone dwa rodzaje anten: SP6LB-II-144 i SP6LB-III-432. Wymiary tych anten przedstawiono na rys. 1.
Do anten dołączony jest dodatkowy dipol o długości reflektora, aby w razie uszkodzenia któregokolwiek z dipoli, można go było zastąpić zapasowym, oczywiście po odpowiednim skróceniu. Element ten można także wykorzystać do zrobienia we własnym zakresie podwójnego reflektora. W tym celu należy wykonać poprzeczkę mocowaną do końca nośnika w miejscu planowanego reflektora. Poprzeczka ma długość 400 mm (144 MHz) lub 150 mm (432 MHz). Na jej końcach mocuje się dwa elementy reflektora. Podwójny reflektor zmniejsza poziom sygnału przychodzącego od tyłu anteny, szczególnie w płaszczyźnie nachylonej do płaszczyzny głównej anteny.
Montaż anteny rozpoczyna się od sprawdzenia długości elementów i odpowiednim ich rozmieszczeniu na belce nośnika. Po skręceniu z nośnikiem mocuje się uchwyty masztowe w środku ciężkości, po czym całość instaluje na maszcie. Antena na pasmo 144 MHz ze względu na jej długość (4 m) wymaga zastosowania podciągu. Wykonuje się go z żyłki stylonowej 0,7...1,5 mm lub lepiej z drutu DY o średnicy 0,5...1,0 mm (rys. 2). Układ taki jest bardzo elastyczny, a przez to odporny na uderzenia wiatru i obciążenie sadzią. Podciąg jest mocowany do wierzchołka masztu.
Antena na pasmo 144 MHz powinna być zawieszona około 1,0 do 1,5 mm poniżej wierzchołka masztu. Powyżej przymocowana jest antena na pasmo 432 MHz. Przy odległościach anten 0,7...1,0 m wpływ obu anten na siebie jest niezauważalny. Anteny muszą być skierowane zgodnie.

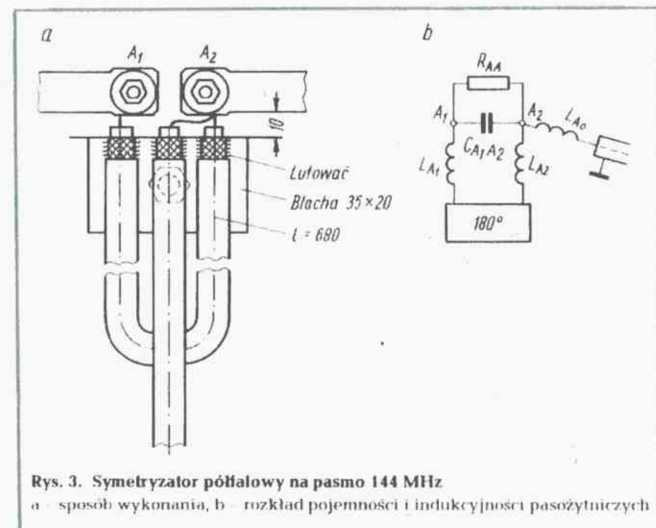


Rys. 2. Sposób mocowania anten na maszcie

Antena na pasmo 432 MHz nie wymaga podciągu, gdyż nośnik jest dostatecznie sztywny. W szczególnych przypadkach można ją połączyć z podciągiem anteny 144 MHz tak, jak to ilustruje rys. 2.
Anteny umożliwiają umieszczenie pierwszego direktora D1 w dwu położeniach. Większa odległość od wibratora odpowiada zasilaniu kablem współosiowym 75 Ω, zaś mniejsza kablem 50 Ω.

ANTENA NA PASMO 144 MHz

Antena ma rezystancję wejściową 280 Ω (200 Ω), co wymaga przy zasilaniu kablem współosiowym 75 Ω (50 Ω) stosowania transformatora o przekładni 4:1, spełniającego jednocześnie funkcję symetryzatora. Stosuje się transformator λ/2 (rys. 3a).

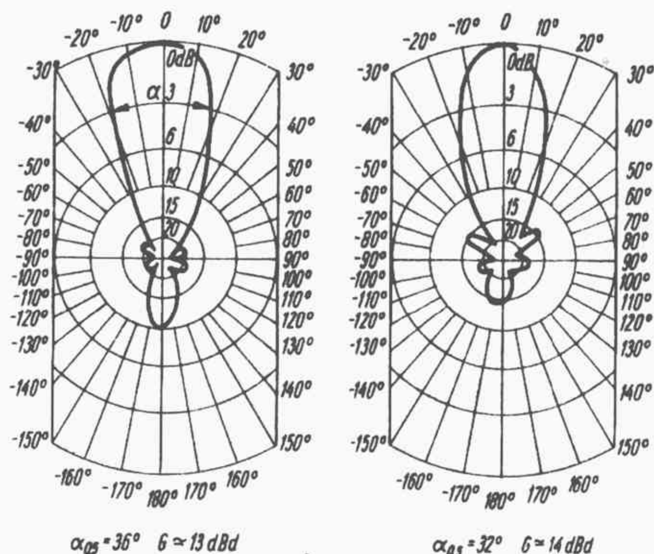


Rys. 3. Symetryzator półfalowy na pasmo 144 MHz
a – sposób wykonania, b – rozkład pojemności i indukcyjności pasożytniczych

Długość symetryzatora, mierzona między końcami ekranu wyprostowanego kabla, wynosi 680 mm. Długość doprowadzeń do zacisków – 10 ± 2 mm.

Kabel zasilający i symetryzator należy wykonywać przewodem w izolacji z pełnego polietylenu. Kable produkcji NRD ze spienionym polietylenem mają wprawdzie początkowo mniejszą stratność, lecz jeśli nasiąkną wilgocią na długości tylko kilku centymetrów, powstają w kablu silne odbicia i układ antenowy staje się niesprawny.

Ekrany kabla i symetryzatora łączymy spoiwem cynowym z końcówką przymocowaną do belki nośnika za pośrednictwem śruby mocującej puszkę polietylenową (zaciskową) na



Rys. 4. Charakterystyki promieniowania anten
a – pasmo 144 MHz, b – pasmo 432 MHz

nośniku. Powoduje to metaliczne połączenie nośnika anteny z kablem i ułatwia odprowadzanie ładunków elektrostatycznych. W puszce wykonane są dwa dodatkowe otwory do przepuszczania kabli symetryzatora. Symetryzator wraz z kablem zasilającym owija się żyłką stylonową i przywiązuje do nośnika (rys. 2).

Przy mocach PEP do 10 W maks. możemy w miejsce opisanego symetryzatora półfalowego zastosować transformator symetryzujący typu SA I-IV produkcji POLKAT (przekładnia 4:1), który w tym pasmie wprowadza tłumienie tylko 0,3...0,5 dB.

Antena ma charakterystykę promieniowania przedstawioną na rys. 4a. Zysk obliczony z kąta połowy mocy wynosi około 13 dB w stosunku do dipola λ/2. Współczynnik fali stojącej (WFS) w całym pasmie 144...146 MHz nie przekracza 1,1, zależy jednak od otoczenia anteny i dokładności wykonania symetryzatora.

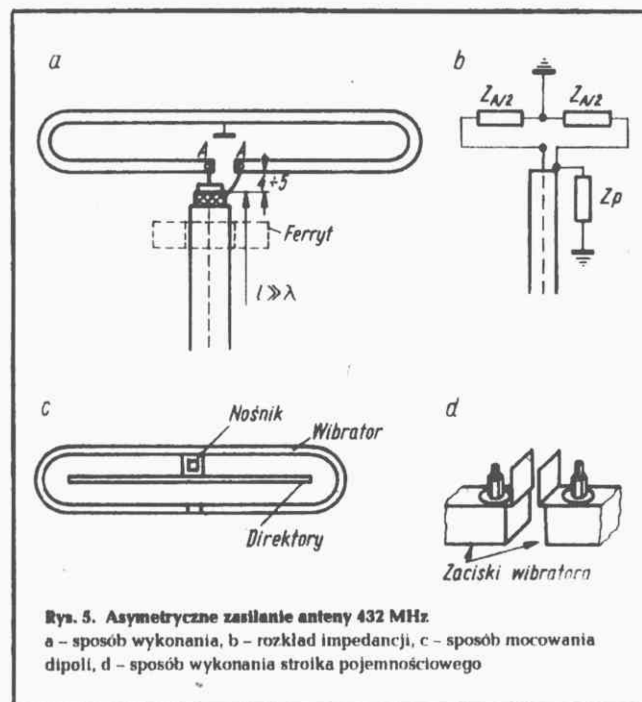
ANTENA NA PASMO 432 MHz

Pierwotnie antena była opracowana w wersji podobnej jak dla pasma 144 MHz, tj. z rezystancją wejściową 280 Ω. Wystąpiły jednak duże trudności w powtarzalnym wykonaniu symetryzatora, gdyż wszystkie wymiary są 3-krotnie mniejsze. Kilkumilimetrowe wydłużenia kabla symetryzatora, żył środkowych dołączanych do zacisków, czy też połączeń ekranu, a także zmiana sposobu połączenia z zaciskami wejściowymi wibratora powodowało zmianę dopasowania oraz znaczne pogorszenie WFS (do 1,6). Wynikało to ze zmiany indukcyjności i pojemności pasożytniczych przedstawionych na rys. 3b. Tworzą one rodzaj czwórnika transformującego impedancję. W tej sytuacji dla ułatwienia dopasowania zmieniono układ elementów tak, aby uzyskać rezystancję wejściową 75 Ω (50 Ω), co umożliwiło bezpośrednie (asymetryczne) zasilanie anteny kablem współosiowym (rys. 5) bez istotnego pogorszenia własności promieniowania anteny. Wynika to z faktu, że koniec ekranu, jako żyły zewnętrznej, jest dołączony do „masy" przez dwie impedancje: impedancję połowy wibratora, tj. 37,5 Ω (25 Ω) i dołączoną rónolegle impedancję falową kabla zawieszonego w wolnej przestrzeni nad ziemią – Z_p, wynoszącą około 500 Ω.

Stosunek impedancji $Z_A/2 : Z_p$ określa stosunek płynących prądów o składowych poziomej i pionowej. W efekcie końcowym na składową pionową tracimy 3,75% (2,5%) mocy, to znaczy że jest ona stłumiona 14 dB (16 dB). W przypadku prowadzenia kabla wzdłuż belki nośnika należy na końcu kabla w puszce przy wibratorze założyć pierścień ferrytowy o odpowiednio małym otworze, jak to przedstawiono na rys. 5a. Wprowadzi on dla składowej asymetrycznej dostatecznie duże tłumienie.

Charakterystyka promieniowania anteny przedstawiona jest na rys. 4b. Współczynnik fali stojącej przy zasilaniu kablem 75 Ω bez pierścienia ferrytowego kształtował się w zakresie 432...435 MHz poniżej 1,2, przy czym zależał od bezpośredniego otoczenia anteny, miejsca mocowania na maszcie i sposobu prowadzenia kabla. Wszystkie dipole powinny być mocowane w płaszczyźnie środkowej wibratora (rys. 5c). W gotowej antenie drobną korektę WFS, w szczególności składowej biernej, można dokonać dodając pod zaciski wibratora dwie wygięte blaszki tworząc rodzaj kondensatora (rys. 5d). Zmieniając ich odległość oraz wydłużając lub skracając o kilka milimetrów przyłącze kabla do wibratora zmieniamy pojemności i indukcyjności przedstawione na rys. 3b, uzyskując poprawienie WFS.

Należy jednak pamiętać, że WFS poniżej 1,5 jest uznawany jako dobry i wiąże się z bardzo niewielkimi stratami dodatkowymi („RiK" nr 2/1978, str. 32). Wartość WFS ulega zmianie w czasie opadów deszczu, a szczególnie wtedy, gdy antena jest pokryta sadzią.



Rys. 5. Asymetryczne zasilanie anteny 432 MHz
a – sposób wykonania, b – rozkład impedancji, c – sposób mocowania dipoli, d – sposób wykonania stroika pojemnościowego

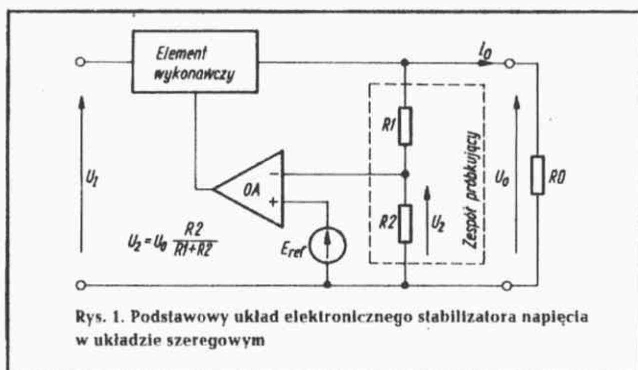
Po zainstalowaniu antenę należy pokryć lakierem nitro, najlepiej stosując tzw. „spray", używany do malowania samochodów. Pokrywać należy cienką warstwą wszystkie części metalowe łącznie z zaciskami. Na koniec nie należy zapomnieć o przymocowaniu kabli do masztu i założeniu połączeń uziemiających maszt i uziemieniu ekranu, najlepiej w pobliżu radiostacji.

ZASILACZ STABILIZOWANY ±15V Z UKŁADAMI SCALONYMI UL1901M

mgr inż. PAWEŁ DZIUBIŃSKI

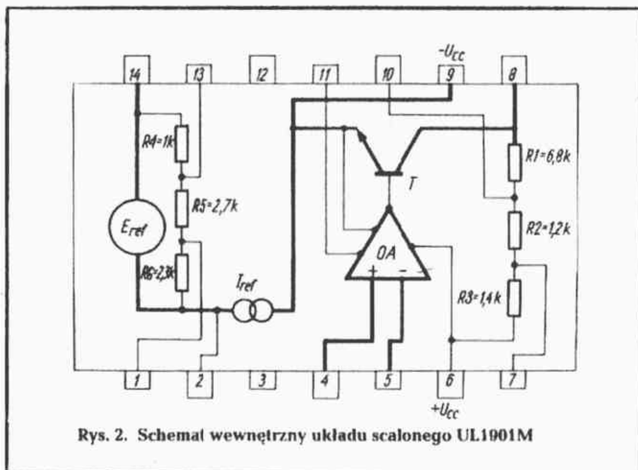
Monolityczne uniwersalne scalone regulatory napięcia (np. μA723, LM105, MC1463) umożliwiają znaczne zmniejszenie nakładu pracy konstruktora przy projektowaniu zasilaczy stabilizowanych. Wystarczy obliczenie wartości rezystancji ustalających napięcie wyjściowe i ograniczających prąd obciążenia oraz dobranie tranzystorów zewnętrznych odpowiednio do wymaganej wartości prądu obciążenia. Na naszym rynku dostępne są dwa rodzaje uniwersalnych regulatorów napięcia produkcji czechosłowackiej: MAA723 w cenie 440 zł oraz MAA723H w cenie 230 zł (drugi ma mniejszą wartość dopuszczalnej mocy strat i prądu spoczynkowego).

Możliwe jest również wykorzystanie układów scalonych UL1901M produkcji CEMI (cena 91 zł) do budowy prostego zasilacza stabilizowanego (do zasilania wzmacniaczy operacyjnych). Wytwarza on napięcie ±15 V przy prądzie obciążenia do 0,7 A, z możliwością regulacji napięcia wyjściowego od 3 do 15 V (dla zasilacza –15 V). Głównym zastosowaniem układu scalonego UL1901M jest regulacja prędkości obrotowej silników prądu stałego w gramofonach i magnetofonach.



Rys. 1. Podstawowy układ elektronicznego stabilizatora napięcia w układzie szeregowym

Na rysunku 1 przedstawiono podstawowy schemat blokowy stabilizatora napięcia stałego w układzie szeregowym. Jest to typowy przykład układu regulacji automatycznej ciągłej. Obiektem regulacji jest tu obciążenie, elementem wykonawczym – tranzystor pracujący w układzie OK lub OE, a na regulator pracujący w ujemnej pętli sprzężenia napięciowego, szeregowego, składa się: wzmacniacz operacyjny jako



Rys. 2. Schemat wewnętrzny układu scalonego UL1901M

wzmacniacz błędu OA, źródło napięcia odniesienia E_{ref} oraz zespół próbkujący (dzielnik napięcia złożony z rezystorów R1 i R2).

Działanie stabilizatora polega na porównywaniu wartości napięcia odniesienia E_{ref} ze spadkiem napięcia na rezystorze R2. Różnica tych napięć wysterowuje wzmacniacz operacyjny OA, który steruje tranzystorem szeregowym, powodując zmalenie spadku napięcia w tranzystorze, gdy napięcie wyjściowe jest zbyt małe i wzrost spadku napięcia, gdy napięcie wyjściowe jest zbyt duże.

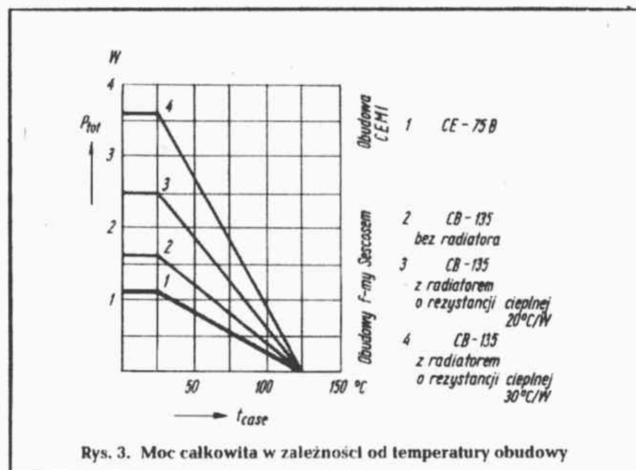
Dzięki dużemu wzmocnieniu wzmacniacza operacyjnego (dla UL1901M powyżej 30 000) skuteczność oddziaływania wzmacniacza na tranzystor szeregowy jest znaczna, tak, że różnica napięć doprowadzona do wejścia wzmacniacza operacyjnego jest bardzo mała i praktycznie wynosi zero. Prawdziwa jest zatem zależność:

$$E_{ref} = U2$$

Z zależności tej wynika wzór:

$$U_0 = E_{ref} \frac{R1 + R2}{R2}$$

Jest to podstawowa zależność do wyznaczania wartości rezystorów R1 i R2 w zespole próbkującym przy określonych wartościach napięcia wzorcowego (E_{ref}) i wyjściowego (U_0).



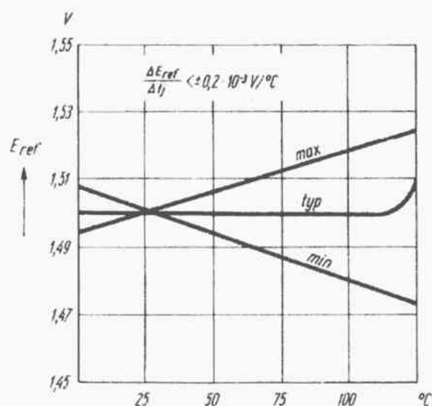
Rys. 3. Moc całkowita w zależności od temperatury obudowy

Na rysunku 2 przedstawiono schemat połączeń wewnętrznych układu scalonego UL1901M [1]. Łatwo zauważyć, że zawiera on zasadnicze zespoły stabilizatora napięcia. Wartości podstawowych parametrów układu scalonego UL1901M podano w tablicy. Ponieważ układ scalony ESM227 firmy Sescosem jest dokładnym odpowiednikiem omawianego układu, tablicę opracowano na podstawie danych zawartych w katalogu [1].

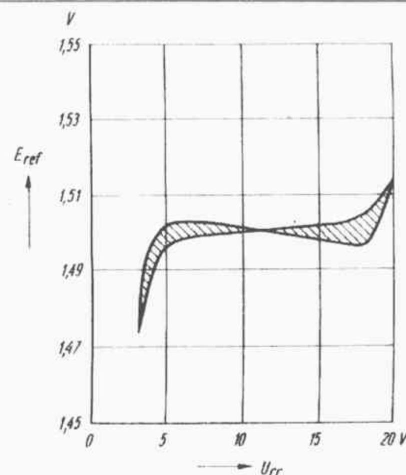
Rysunek 3 ilustruje zależności mocy traconej od temperatury obudowy dla różnych typów obudów bez radiatora i z radiatorem, o określonych wartościach rezystancji termicznej.

Na rysunku 4 przedstawiono zależność wartości napięcia odniesienia (E_{ref}) od temperatury obudowy, a na rys. 5 – od napięcia zasilania.

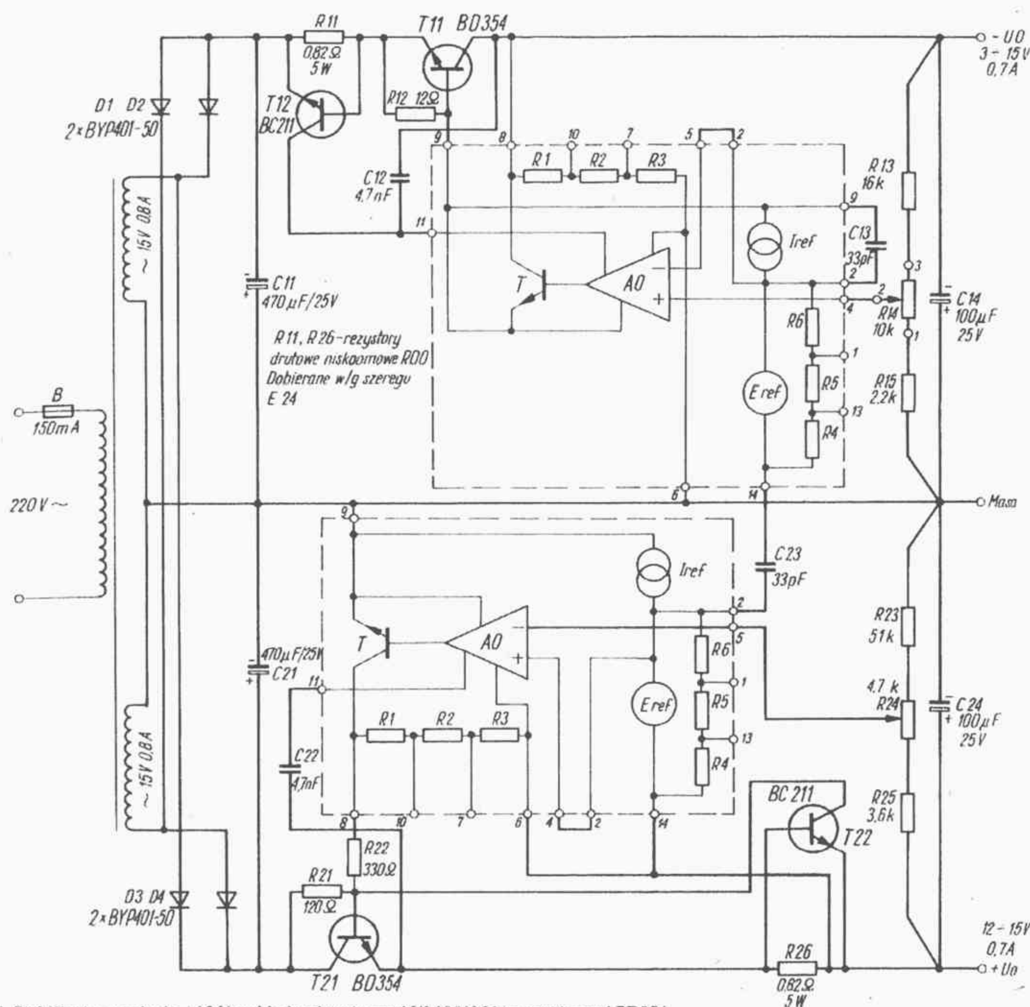
Przebieg tych zależności oraz wartości temperaturowego współczynnika napięcia odniesienia (tablica) wskazują, że



Rys. 4. Napięcie odniesienia w zależności od temperatury obudowy



Rys. 5. Napięcie odniesienia w zależności od napięcia zasilania



Rys. 6. Stabilizator napięcia ±15 V z układami scalonymi UL1901M i tranzystorami BD354

układ scalony UL1901M cechuje wysoka stabilność napięcia wzorcowego. Uzyskano to przez zasilanie stabilizatora, na którym odkłada się napięcie E_{ref}, stałymprądem przez stabilne źródło prądowe (rys. 2).

Korzystając z układów scalonych UL1901M opracowano i wypróbowano zasilacz stabilizowany na napięcia ±15 V z możliwością ich regulacji i prąd obciążenia do 0,7 A.

Schemat zasilacza przedstawiono na rysunku 6.

Układ scalony UL1901M nadaje się szczególnie do pracy w stabilizatorach napięć ujemnych ze względu na połączenie wewnętrzne (ujemne wyprowadzenie zasilania układu scalonego łączy się z emiterem tranzystora T oraz ze źródłem prądowym – rys. 2) [3].

W celu zmniejszenia szumów oraz zapewnienia dużej impedancji wejściowej wzmacniacz operacyjny (wzmocnienie 30 000 V/V) pracuje jako wzmacniacz różnicowy przy małych prądach bazy (do 4 μA). Prąd przepływający przez dzielnik R13, R14, R15 powinien być ustalony na wartość optymalną. Nie może być zbyt mały tak, aby przy wzroście temperatury nie wpływał na zmiany prądu wejściowego wzmacniacza operacyjnego, a jednocześnie nie powinien być zbyt duży (dodatkowe straty mocy); typowa jego wartość wynosi około 0,5 mA.

Cd. na str. 157

KRÓTKOFALOWIEC polski

ORGAN ZARZĄDU GŁÓWNEGO PZK

NR 6 (241) CZERWIEC 1980 ROK

POLSKI ZWIĄZEK KRÓTKOFALOWCÓW
CZŁONEK MIĘDZYNARODOWEJ UNII RADIOAMATORSKIEJ (IARU)
Skrytka pocztowa 320, 00-950 Warszawa. Tel. 26-73-73

WIADOMOŚCI UKF

MIĘDZYNARODOWE ZAWODY STACJI TERENOWYCH UKF 34

W dniach 4 i 5 sierpnia 1979 r. odbyły się w NRD Międzynarodowe Zawody Stacji Terenowych UKF 34, poświęcone 34 rocznicy zwycięstwa nad faszyzmem hitlerowskim. Zawody te mają oryginalną formułę, gdyż biorą w nich udział europejskie stacje terenowe i stacjonarne a ponadto, co jest nowością, drużyny krajowe zgrupowane w kraju, pełniącym rolę gospodarza zawodów.

Poniżej podajemy wyniki zawodów UKF 34 oraz wyciąg z regulaminu zawodów UKF 35, które odbędą się w sierpniu br.

Na zawody wyjechała drużyna Polskiego Związku Krótkofalowców w składzie: Zdzisław Bieńkowski SP6LB – kierownik drużyny, Wojciech Stępniewski SP6ARE – kapitan drużyny oraz zawodnicy: Jerzy Komarek – SP6AQA, Zbigniew Malik – SP6AZT, Mikołaj Przyklęk – SP6BTI, Leon Madziarski – SP6DXG.

Drużyna udała się do NRD dwoma samochodami Fiat 126P zabierając m. in.: transceiver 144 MHz, CW, SSB ICOM IC 202 (3 W HF), transceiver 144 MHz TS 700 oraz fabryczny transverter na pasmo 432 MHz, dwa komplety anten, dodatkowe dwa odbiorniki i wiele sprzętu pomocniczego, w tym 2 akumulatory 12 V 45 Ah do zasilania stacji.

Zgrupowanie wszystkich zawodników zorganizowano w miejscowości Berlin – Teltow.

Uroczyste otwarcie imprezy poprzedzono przemarszem drużyn narodowych przez miasto.

Otwarcia zawodów dokonał gen. Teller w obecności przewodniczącego Centralnego Radioklubu DDR – gen. Reymanna oraz przedstawicieli miejscowych władz politycznych i administracyjnych, a także dyrekcji zakładu GRW – Teltow.

Po uroczystościach oficjalnych niektóre drużyny zaprezentowały swoją aparaturę. Na uwagę zasługiwały nowoczesne transceivery zakupione specjalnie na ten cel przez organizacje dla drużyn NRD I WRL. Drużyny czechosłowackie i węgierskie miały ponadto własne, w pełni wyposażone, duże samochody techniczne ze sprzętem radiowym, pomiarowym i serwisowym.

Na pierwszym posiedzeniu zespołu sędziowskiego w wyniku losowania, drużyna polska otrzymała stanowisko w Górach Harcu, FL15g oraz znak wywoławczy SP5PZK/DM. Obok pracowała drużyna radziecka ze znakiem R3A/DM-FL 26c. Najkorzystniejsze miejsca przypadły drużynie czechosłowackiej OK1KAA/DM – Fichtelberg GK45f na samej granicy z OK, a także niemieckiej DM34VHF Schneckenstein GK 43f w południowej części NRD, w pobliżu Czechosłowacji.

Drużyna polska najbardziej wysunięta na północy zachód, częściowo osłonięta górą w kierunku na południowy wschód, bardzo liczyła na łączności ze stacjami SM, OZ, DL, ON, PAQ. Niestety stacje z tych krajów nie były powiadomione o odbywających się zawodach i jeśli przypadkowo nawiązywano z nimi łączność, to ich operatorzy nie powtarzali jej w następnych turach, gdyż nie znali regulaminu zawodów. Wskutek tego, mimo pełnej mobilizacji drużyna polska uzyskała wyniki gorsze w stosunku do możliwości technicznych i operatorskich.

W zupełnie innej sytuacji znajdowały się drużyny OK i DM, mające w bliskim otoczeniu dziesiątki stacji czechosłowackich i niemieckich.

A oto wyniki.

	144 MHz QSO	144 MHz pkt	432 MHz QSO	432 MHz pkt	Łącznie pkt
DM34VHF	406	52 828	116	5940	58 768
OK1KAA DM	409	42 084	116	6371	48 455
HG4KYD DM	338	26 622	111	4626	34 248
R3A DM	303	29 274	66	1536	30 810
SP5PZK DM	253	16 470	49	900	17 370
LZ1R DM	171	11 396	35	236	11 632

Z terenu Polski startowało w zawodach w pasmie 144 MHz 10 stacji SO i 5 stacji MO, w tym jedna klubowa ZHP. W pasmie 432 MHz po jednej stacji SO i MO – łącznie 18 stacji. O zawodach były powiadomione specjalnie wszystkie zarządy wojewódzkie PZK oraz indywidualnie wszyscy członkowie PK UKF. Ddla porownania: w OK startowało 102 stacje, w ZSRR 124 stacje, DM 87 stacji, HG – 28 stacji.

Wyniki stacji polskich na tle zwycięzcy

144 MHz SO

1. DM2CLI/p 32175
4. SP5BR/7 6580
6. SP9AFI/9 5852
9. SP9JLW/6 4200
33. SP6IWQ/6 666
35. SP6FID/6 621
39. SP8LBK/8 342
45. SP8TK/8 204
46. SP6HQT/6 196
55. SP8ESL/8 100
58. SP8AVB/8 56

SWL

1. DM WHFL 9673L/p 4161
5. SP 0045 WB/6 132

144 MHz MO

1. DM 34 VHF 52828
15. SP5PZK/DM 16470
50. SP7PGO/7 4620
72. SP9ZCK/9 1872
111. SP8PLU/8 68

432 MHz SO

1. DM2CSJ/p 870
2. SP6JLW/6 120

432 MHz MO

1. OK1KAA/DM 6371
9. SP5PZK/DM 900

Logi do kontroli nadesłali: SP2BMX, 3BLR, 6ASD/6, 6DNP, 6DWB, 6GWB, 9DH, 9EU/9, 9MM, 9AHB, 9BCV/8, 9DSD, 9EBO, 9EWU, 9GVT, 9IHF, 9PZU, 9AFI/9.

Nadesłanie logu do kontroli jest wprawdzie spełnieniem elementarnej zasady wynikającej z „ham spirit", lecz byłoby znacznie lepiej, gdyby stacje terenowe dokonały, bardzo zresztą prostych, wyliczeń i przesłały dzienniki do oceny.

Na podkreślenie zasługuje bardzo duża gościnność miejscowego Ośrodka Obrony Cywilnej, który zapewnił drużynie polskiej w czasie zawodów warunki komfortowego pobytu.

Sprawa małej popularyzacji zawodów w krajach północno-zachodnich Europy, oraz dużej różnicy warunków terenowych – pracy w zawodach, była tematem dyskusji zespołu sędziowskiego. Znalazło to odbicie w zmianach regulaminu UKF 35 i w zaleceniach dla najbliższego organizatora, którym będzie Centralny Radioklub ČSSR.

MIĘDZYNARODOWE TERENOWE ZAWODY UKF 35

(wyciąg z regulaminu z uwzględnieniem zmian wprowadzonych przez komisję sędziowską w grudniu 1979 r. w Berlinie).

1.1 Radioamatorzy krajów socjalistycznych reprezentowani przez organizacje narodowe:

- Bułgarską Federację Radioamatorów,
- Węgierski Związek Radioamatorów,
- Radioklub DDR,
- Polski Związek Krótkofalowców,
- Federację Radioamatorów Rumunii,
- Federację Sportów Radiowych ZSRR,
- Centralny Radioklub CSSR

organizują na terenie ich krajów wspólne zawody polowe i górskie UKF dla radioamatorów (zawody terenowe UKF), dla uczczenia rocznicy uwolnienia narodów Europy od faszyzmu hitlerowskiego.

1.2 Zadaniem zawodów jest:

– propagowanie rocznicy zwycięstwa nad faszyzmem hitlerowskim za pomocą urządzeń radioamatorskich,

– utrwalanie związków braterskich między radioamatorami krajów socjalistycznych, oraz dalsze pogłębianie związków przyjaźni z radioamatorami wszystkich krajów świata,

– dalsze rozszerzanie wiedzy radiowej, rozwijanie specjalistycznych i sportowych umiejętności, poprawienie fizycznego przygotowania sportowców radiowych, w szczególności młodzieży.

1.3 Oznaczenie zawodów składa się ze słów „zawody UKF" i liczby określającej rocznicę uwolnienia narodów Europy od faszyzmu hitlerowskiego. Np. w 1979 r. przeprowadzono „Zawody UKF 34", w tym roku odbędą się „Zawody UKF 35".

2. Organizatorem zawodów są poszczególne organizacje w krajach wymienionych w p. 1.1. Na posiedzeniu zespołu sędziowskiego w grudniu 1978 r. w Berlinie ustalono następującą kolejność organizatorów:

1979 r. – NRD
1980 r. – ČSSR
1981 r. – ZSRR
1982 r. – PRL
1983 r. – BRL
1984 r. – WRL.

3. Organizator ma do wypełnienia wiele zadań, w tym:

– przyjęcie drużyn krajowych, zapewnienie im transportu i utrzymania,

– zorganizowanie stanowisk pracy z namiotami osobno dla każdego pasma, rozlokowanie drużyn w miejscach o podobnych warunkach, lecz w taki sposób, aby wzajemnie sobie nie przeszkadzały,

– przeprowadzenie sędziowania wstępnego i końcowego, opracowanie i rozprowadzenie wyników zawodów.

4. Udział w zawodach

4.1 W zawodach mogą brać udział radioamatorzy całego świata uznający niniejszy regulamin i przestrzegający przepisy międzynarodowe regulujące pracę w „eterze" na pasmach amatorskich.

4.2 Ustalono następujące kategorie uczestników w zawodach:

a. radiostacja pracująca w warunkach niestacjonarnych (terenowa)

– drużyny narodowe krajów socjalistycznych wyjeżdżające do kraju głównego organizatora,

– stacje klubowe bez ograniczenia liczby operatorów,

– radiostacje indywidualne w kategorii SO, tj. z jednym operatorem, który zgodnie z ustaleniami IARU, nie może korzystać z jakiejkolwiek pomocy w czasie zawodów.

b. Radiostacje pracujące w warunkach stacjonarnych

– stacje klubowe bez ograniczenia liczby operatorów

– radiostacje indywidualne

– nasłuchowcy

4.3 Każdy kraj socjalistyczny, współorganizator zawodów, wysyła jedną drużynę narodową do kraju Głównego Organizatora. Drużyna ta bierze w tym kraju udział w zawodach, posługując się własną aparaturą, w miejscu ustalonym przez Głównego Organizatora.

4.4 W skład drużyny narodowej wchodzi kierownik – członek międzynarodowej komisji sędziowskiej, pięciu zawodników, wśród których jeden z nich jest kapitanem. Wszyscy zawodnicy powinni mieć przy sobie licencję lub dokument narodowej organizacji radioamatorskiej potwierdzający ich prawo pracy w „eterze".

5. Wydatki – określono szczegółowo sposób pokrywania kosztów.

6. Termin i warunki zawodów.

6.1 Zawody są przeprowadzane corocznie w pierwszą sobotę sierpnia od godz. 16.00 UT do godz. 12.00 UT pierwszej niedzieli miesiąca sierpnia.

Zawody dzielą się na dwa etapy trwające po 10 godzin każdy: I – 16.00–02.00 i II – 02.00–12.00

6.2 Pasma i rodzaje pracy: 144.00–145.00 MHz oraz 432.00–433.00 MHz z obowiązkiem przestrzegania band planu I Regionu.

Rodzaje pracy: A1, A3, A3j, F3.

Jeśli przepisy kraju Głównego Organizatora pozwalają, to drużyny narodowe mogą w charakterze eksperymentu pracować także w pasmie 1296 MHz, lecz wyniki z tego pasma nie są zaliczane do wyników końcowych. Wyniki te mogą być zarejestrowane jako rekordy krajowe i międzynarodowe.

6.3 Kategorie stacji i moce

Wszystkie stacje dzieli się na kategorie:

– stacje terenowe zasilane z niezależnych źródeł zasilania,

– stacje stałe zasilane z sieci.

Drużyny narodowe pracują tylko jako stacje terenowe.

Wszystkie stacje terenowe mogą pracować z mocą wyjściową do 5 W na każdym pasmie. Stacje stałe mogą pracować z mocą zgodną z licencją. Organizatorzy zawodów mogą przeprowadzać pomiary mocy wyjściowej nadajnika na sztucznej antenie.

6.4 Drużyna narodowa może mieć w miejscu zawodów jeden komplet aparatury, anteny, komplet źródeł zasilania na każde pasmo oraz zapasowy komplet nadawczo-odbiorczy na każde pasmo. Pracować można jednocześnie na dwóch pasmach dwoma nadajnikami. Nie ogranicza się liczby odbiorników pomocniczych. Nie przewiduje się dodatkowych źródeł zasilania dla tych odbiorników.

6.5. Miejsce ulokowania drużyn

Stanowiska drużyn są ustalane drogą losowania. Miejsce zainstalowania stacji może być odsunięte od miejsca wyznaczonego na mapie co najwyżej o 100 m. W czasie zawodów nie wolno zmieniać miejsca zainstalowania stacji. Drużyna posługuje się tylko jednym znakiem wywoławczym na wszystkich pasmach.

6.6 Znaki wywoławcze – określa je organizator.

6.7 Wywołanie, nawiązywanie łączności

Celem zawodów jest przeprowadzenie jak największej liczby łączności (nasłuchów). Różnica czasu nie może przekraczać 10 minut.

Nie zezwala się podawania czasu łączności. Prawo do udziału w zawodach i nawiązywania łączności mają wszystkie stacje. Wywołanie w zawodach: CQ 35. Z każdą stacją można nawiązać tylko jedną łączność na każdym pasmie w każdym etapie.

6.8 W każdej łączności podaje się RS (T), bieżący numer łączności zaczynający się w pasmie: 144 MHz od 201, 432 MHz od 701, znak wywoławczy i swoje QTH.
Numer QSO liczy się kolejno, przez pierwszy i drugi etap.
6.9 Punktacja
Prawo zaliczenia punktów mają tylko stacje terenowe. Stacje stacjonarne powinny przesłać dziennik radiostacji do zaliczenia punktów wszystkim stacjom terenowym. Nasłuchowcom zalicza się tylko dwustronne nasłuchy. Nie zalicza się łączności przez przekaźniki aktywne. Obliczanie punktów przeprowadza się wg systemu:

11	11	11	10	10	10	9	9	9
11	10	10	9	9	9	8	8	8
11	10	9	8	8	8	7	7	7
10	9	8	7	7	7	6	6	6
10	9	8	7	6	6	5	5	5
10	9	8	7	6	5	4	4	4
10	9	8	6	5	4	3	3	3
10	9	8	6	5	4	3	2	2
10	9	8	6	5	4	3	2	**1**

1 jest własnym QTH lok. W pozostałych trzech kierunkach punktacja jest symetryczna. Liczy się duże pola QTH lokatora.
7. Sędziowanie zawodów
Główną komisję sędziowską tworzą sędziowie międzynarodowi. Na terenie rozlokowania stacji działają sędziowie z ramienia organizatora, którzy zapewniają warunki gospodarczo-organizacyjne i nadzorują przestrzeganie wymagań regulaminu.
8. Wyniki i nagrody
8.1 Wyniki drużyn narodowych ustala się niezwłocznie po zawodach, bez oczekiwania na wyniki innych uczestników zawodów. Wyniki ustala Międzynarodowa Komisja Sędziowska. Wynik końcowy uczestników w zawodach określa się na podstawie sumy zajętych miejsc w pasmie 144 i 432 MHz. W przypadku równości sumy, pierwszeństwo daje się drużynie zajmującej lepsze miejsce w pasmie 432 MHz.
8.2 Wszyscy uczestnicy zawodów nadsyłają dzienniki do 30 sierpnia do Głównego Organizatora. Główny Organizator dokonuje obliczenia wyników do 30 listopada. Obliczenia te są zatwierdzane na spotkaniu przedstawicieli krajów uczestniczących.
8.3 Główny Organizator nagradza dyplomami 10 pierwszych uczestników w każdej kategorii zgodnie z p. 4.2. Pozostali uczestnicy otrzymują dyplomy potwierdzające udział w zawodach.
Organizacje krajowe mogą nagradzać uczestników zawodów swojego kraju wg uznania.
9. Konkurs techniki
Główny Organizator może zorganizować konkurs radioaparatury używanej w zawodach.
10. Niniejszy regulamin ważny jest do 30 grudnia 1984 r. Wszelkie zmiany muszą być uprzednio przyjęte przez co najmniej połowę organizatorów zawodów.
Poza tym na posiedzeniu Komisji Sędziowskiej w Berlinie w grudniu 1979 r. ustalono:
1. Celem ułatwienia pracy komisji sędziowskiej Centralny Radioklub DDR opracuje ujednolicony wzór obliczenia wyników w terminie do 1 maja 1980 r. i roześle go do krajów współorganizatorów.
2. Celem nadania większego znaczenia propagandowego tych zawodów w walce o pokój na całym świecie, organizacje krajowe opracują i wdrożą działania szerokiej propagandy.
3. Wyniki zawodów UKW 34 zostaną przez CRK DDR przesłane do publikacji w oficjalnym Biuletynie I Regionu IARU.
4. Mając na uwadze, że w 1980 r. przypada 35 rocznica zwycięstwa nad hitlerowskimi Niemcami, obecni na zebraniu komisji sędziowskiej uważają za konieczne zwrócenie się do IARU z wnioskiem o ustalenie w dniu 9 maja 1980 r. minuty ciszy w „eterze" stacji radioamatorskich całego świata dla uczczenia ofiar drugiej wojny światowej i hitlerowskiego reżymu. Uczestnicy komisji w imieniu organizacji krajowych proszą Federację Radiosportu ZSRR o przekazanie powyższego wniosku do IARU.

(Opracował prezes PK UKF PZK – SP6LB)

NA PASMACH

● Krótkofalowcy zielonogórscy w ciekawy sposób uczcili jubileusz 50-lecia PZK. Oto kolektyw operatorów z harcerskiej stacji klubowej SP3ZHC wraz z kilkoma nadawcami z innych klubów zielonogórskich i przy wydatnej pomocy miejscowego Okręgowego Inspektoratu Państwowej Inspekcji Radiowej uruchomił amatorską telewizyjną doświadczalną stację pracującą w pasmie 14 MHz na SSTV. Była to pierwsza stacja polska posiadająca oficjalne zezwolenie na pracę telewizją amatorską. Przeprowadziła ona szereg dwustronnych łączności telewizyjnych. Do pierwszych należały łączności z Danią (OZ3WP), Włochami (I6GMQ) i Belgią (ON6AT).

● Nowe znaki narodowościowe zaczynające się na literę J, po której następuje liczba, są przydzielane przeważnie wyspom Morza Karaibskiego, które ostatnio uzyskały niepodległość. I tak: J3 to wyspa Grenada wraz z wyspami przyległymi (poprzedni znak VP2G), J6 – wyspa St. Lucia (dawniej VP2L), J7 – wyspa Dominica (dawniej VP2D) itp. Wprowadzenie nowych znaków nie powoduje żadnych zmian w współzawodnictwie DXCC, a każde z tych „countries" liczy się tylko raz, niezależnie od zmiany znaku narodowościowego. Z wyspy Santa Lucia czynna jest ostatnio w pasmie 14 MHz na SSB stacja J6LGK, której QSL managerem jest WB4SXX. Z Grenady sporą aktywność przejawia nadal J3AA, natomiast na Dominikę, po niedawnej aktywności WØDX/J7 związanej z zapewnieniem łączności po straszliwych skutkach huraganu, wybiera się w okresie bieżącego lata kilku nadawców północno-amerykańskich.

● Znany krótkofalowiec japoński JA1KSO przebywa ostatnio w Chinach, z których nadaje pod znakiem JA1KSO/BY. Czynny jest przeważnie na wyższych pasmach, głównie 28 MHz, emisjami SSB i CW. QSL na adres domowy. Po trwającym przez wiele lat zaniku aktywności krótkofalarskiej w Chinach, zaczynają tam być nadawane licencje amatorskie, przeważnie jednak dla obcokrajowców, gdyż krótkofalarstwo rodzime trzeba odbudowywać od podstaw.

● Kontynent afrykański pod względem aktywności krótkofalarskiej zajmuje zdecydowanie ostatnie miejsce. Stałych stacji amatorskich jest tam mało, a słyszane na pasmach amatorskich znaki, niczym meteory pojawiają się i szybko znikają. Z tych względów opracowanie serwisu informacyjnego na odcinku DX-owym z kontynentu afrykańskiego jest bardzo trudne i co gorzej, szybko deaktualizuje się. Słyszane na pasmach amatorskich stacje należą w znacznej części do krótkofalowców przybywających do Afryki na pobyt czasowy, przeważnie służbowo. A oto migawkowy przegląd tamtejszych ciekawostek.
TY9OR z Beninu (dawniej Dahomej) jest słyszany, najczęściej po południu na 29 140 kHz.
ZAIRE jest reprezentowany ostatnio przez kilka stacji amatorskich. Często jest z tego kraju słyszany TL8JM na 14 275 kHz emisją SSB.
Botswana zmieniła znak narodowościowy z A2 na A22.
Do Burundi (9U5) wybiera się wkrótce DX-ekspedycja, która projektuje odwiedzić również Rwandę (9X). Kraje te liczą się jako odrębne „countries" do DXCC poczynając od 1 lipca 1962 r., a ponieważ aktywność krótkofalarska była tam zawsze znikoma, są one łakomym kąskiem dla wielu globtrotterów DX-owych.
Zimbabwe, które w kwietniu br. uzyskało niepodległość, otrzymało nowy znak narodowościowy T3.
Kanadyjski nadawca VE3FXT wybiera się do niektórych krajów afrykańskich po uprzednim odwiedzeniu Burmy (XZ2); czyni starania o licencje.

Wskutek wojny domowej w Czadzie nie słychać już TT8KP (op. F9KP) oraz N4HX/TT 8. Los ich jest nieznany.

Z wyspy Mayotte wchodzącej w skład archipelagu Komorow nadaje FH8CI, słyszany na 14 225 kHz fonią SSB. Natomiast z republiki archipelagu Komorów od czasu do czasu można usłyszeć stacje amatorskie nadające pod znakiem narodowościowym D6 (częściej D68). Należy pamiętać, że łączności z D6 czy FH8 przeprowadzone po 5 lipca 1975 r. liczą się jako oddzielny kraj do DXCC, a oddzielny przeprowadzony z FH8 przed tą datą.

Coraz częściej słyszana na pasmach amatorskich stacja ET3PG jest stacją klubową nadającą z Addis Abeby w Abisynii. Listę zgłoszeń na QSO przygotowywuje JY3ZH, QSL via I8YCP.

● Na historycznym już żaglowcu szkoleniowym „Dar Pomorza", zamienionym ostatnio na muzeum, zainstalowana jest amatorska stacja nadająca pod znakiem SP2PGU/MM. Łączności z tą stacją dają podwójną punktację do dyplomu „Gdynia", a związane z jego wydaniem opłaty przeznaczone są na fundusz budowy nowego statku szkoleniowego „Dar Młodzieży".

● Począwszy od 25 czerwca do 20 sierpnia br. czynne będą stacje amatorskie w ramach akcji „Bieszczady 40". Udział swój zgłosiło wielu krótkofalowców polskich z różnych okręgów SP.

● Znany krótkofalowiec kostarykański TI2CF zapowiada nową wyprawę DX-ową na wyspę Caicos TI9CI. Liczy się ona jako odrębny kraj do DXCC, stąd też zainteresowanie tymi wyprawami jest wciąż duże.

● Przy okazji parę dalszych ciekawostek z rejonu Morza Karaibskiego. Małżonkowie Iris Lloyd Colvin kontynuują w dalszym ciągu swoją wyprawę w ramach fundacji „Yasme" po niektórych wyspach Morza Karaibskiego. Niedawno nadawali z grupy wysp St. Kitts i Nevis pod znakiem VP2KAH. K2EJ wraz z grupą innych krótkofalowców projektuje latem br. odwiedzić Anguillę (VP2E), a także Brytyjskie Wyspy Dziewicze (VP2V) oraz St. Eustatius, Saba i St. Maarten (PJ).

● Bilans pracy naszej stacji antarktycznej HFØPOL pracującej w ubiegłym roku z bazy im. Arctowskiego na wyspie Króla Jerzego wykazuje 3500 QSO. Najtrudniejsze były początki, licznie bowiem słyszane stacje z innych kontynentów uważały znak HFØPOL za pirata. Przysłowiowe lody przełamał dopiero jeden z nadawców W6, który przy okazji pobytu na Antarktydzie odwiedził HFØPOL i naocznie przekonał się o autentyczności i legalności tej stacji. Wrażenia swoje opisał w prasie krótkofalarskiej i dopiero po tym wydarzeniu zaczęły się jak z rękawa sypać QSO. Operator HFØPOL dzieląc się swoimi wrażeniami po powrocie do kraju stwierdził, iż najlepszy odbiór naszego kraju na Antarktydzie nie jest bynajmniej na pasmach wyższych, lecz na 3,5 MHz.

● Z wyspy Guam aktualnie nadaje KH2A. Wyspa ta posługuje się dwoma znakami narodowościowymi: KG6 (starsze licencje) oraz KH2 (nowsze licencje). Liczy się ona jako odrębny kraj do DXCC. Warto jednak wiedzieć, że jako oddzielny kraj do DXCC liczy się grupa wysp Mariańskich, które również posługują się znakiem narodowościowym KG6 z tym, że poszczególne wyspy można zidentyfikować po literze następującej po znaku, a więc np. KG6R – wyspa Rota, KG6S – wyspa Saipan itp. Ale niekiedy od tej reguły zdarzają się wyjątki. I tak np. ostatnio z wyspy Saipan nadawała stacja posługująca się znakiem KHØAC, operator Len, QSL via K7ZA. *SP6HR*

PRZED PIĘĆDZIESIĘCIU LATY

Krótkofalowiec Polski nr 6 z roku 1930 donosi:

■ Od zamierzchłych czasów krótkofalarstwa odbiornik krótkofalowca nie wyglądał zdaje się nigdy inaczej, jak zbiorowisko różnych części składowych (niekoniecznie przyśrubowanych), zdobytych przeważnie „psim swędem", gdyż jak powszechnie wiadomo sakiewka krótkofalowca posiada bardzo słabą wydajność, to znaczy, że można z niej wydawać bardzo mało pieniędzy. Wszystkie te części łączy ogromnie zawikłane kłębowisko drutów, w których wyznaje się sam twórca tego dziwnego tworu, noszącego miano odbiornika krótkofalowego. Oprócz wielu innych zalet odbiorniki te są ogromnie czułe, tak że najmniejszy ruch w pokoju, w którym znajduje się odbiornik, lub niewinne uderzenie w stół wywołuje srogie sygnały w słuchawkach odbiornika, a słuchający Om syczy wściekły: „Nie łaź, właśnie chodzi Titicaca. Polują na nią już trzy lata, gdyż chcę zaokrąglić moje dx-y do 88-miu państw!" Jeszcze kilka sympatycznych trzasków i Titicaca znika ze skali, przy akompaniamencie złorzeczeń niefortunnego Om'a.

■ Dnia 1 maja r.b. odbyło się konstytucyjne zebranie Okręgu Zachodnio-Polskiego P.Z.K., dawnego P.K.R.N. – Poznań Zeltranych w liczbie 29 członków zaszczycił swą obecnością sympatyk ruchu krótkofalowego, dyr. Radia Poznańskiego p. K. Okoniewski, któremu powierzono honorowe przewodnictwo zebrania. Na mocy uchwały zebranie przyjęło nową nazwę klubu oraz statut P.Z.K. uchwalony na Zjeździe krótkofalowców. Do Zarządu weszli większością głosów: Prezes kpt. pil. Mickiewicz SP1AE, sekretarz kpt. pil. Burchard SP1AK, zastępca sekretarza p. Karolczak SP3KS, skarbnik p. Burchardowa SP1YL. Jako delegat – członek Zarządu Głównego P.Z.K. do Warszawy wybrany został p. Z. Bresiński SP3KX.

■ Dzięki intensywnej pracy, zwłaszcza w ostatnim roku, ruch krótkofalowy w Zachodnio-Polskim Okręgu P.Z.K., datujący się od roku 1925, wzmógł się znacznie. Dowodem tego wzmożonego ruchu jest osiągnięcie wyników zakrojonych na skalę światową. Pierwszy dyplom W.A.C. Klubu, zaświadczenie najwyższej sprawności amatorstwa krótkofalowego, uzyskała w roku ub. dla Polski stacja SP3KX z Poznania. W roku bieżącym dalsze dwa dyplomy W.A.C. zdobyły stacje SP1YL i SP1AK również z Poznania. Nadmienić wypada, że SP1YL i SP1AK to bezprzykładne w dziejach amatorstwa krótkofalowego małżeństwo, chwalebnie reprezentujące naszych krótkofalowców zagranicą. Podnieść tu zasługę trzeba stacji SP1YL, której właścicielką i operatorem jest p. Burchardowa, popularna YL w całej Europie i poza Europą. Oprócz wymienionych, świetne wyniki również uzyskały inne stacje starające się o dalsze dyplomy W.A.C., których Polska posiada dotychczas już kilka.

■ Stacje polskie słyszane w kwietniu i w maju 1930 r. przez G6YL, miss Barbarę Dunn: SP1AE, SP1AK, SP1YL, SP1AM, SP1CC, SP3BE, SP3BT, SP3DM, SP3HK, SP3LI, SP3SG, SP1AB, SP1AH, SP3AR, SP3BA, SP3DR, SP3GJ, SP3JH, SP3KL, SP3KN, SP3KW, SP3KYL, SP3LD, SP3LM, SP3LY, SP3MB, SP3MK, SP3MO, SP3WR.

■ Stacja SP3AR (Lwów) uzyskała w nocy 27 maja b.r. połączenia z wszystkimi sześcioma kontynentami w przeciągu pięciu godzin, pracując kolejno ze stacjami PY1AH, FM8MST, G5IG, PK3BM, VS7AP i W1ALA. O rekordowym tym wyczynie został zawiadomiony zarząd „International Amateur Radio Union" w Hartfordzie. Zaznaczyć należy, że jest to jeden z bardzo nielicznych wypadków tego rodzaju na świecie, jeśli zaś chodzi o czas (5 godzin), wyjątkowy.

■ Nowa, amatorska lampa nadawcza Philipsa TC 04/10: napięcie żarzenia 4 V, prąd żarzenia 1 A, napięcie anodowe 200–400 V, moc użyteczna do 20 W. Doskonale pracuje na falach ultrakrótkich. Polecają Polskie Zakłady Philips S.A., Warszawa, Karolkowa 36/44.

(Wybrał SP5HS)

Zasilacz stabilizowany ±15 V... cd. z str. 152

Rezystancja równolegle połączonych rezystorów R13 i R15 oraz części R14 (potencjometr) powinna wynosić około 2 kΩ, aby dryft temperaturowy mieścił się w założonych granicach [2].

Bardzo ważny jest też typ stosowanych w dzielniku zespołu próbkującego rezystorów; powinny to być rezystory drutowe lub metalizowane (warstwowe, precyzyjne, wysokostabilne, lakierowane AT lub inne o małym temperaturowym współczynniku rezystancji).

Potencjometr R14 umożliwia precyzyjne ustawienie wartości napięcia wyjściowego w zakresie od 3 do 15 V (dla zasilacza -15 V). Zbędne jest stosowanie woltomierza na wyjściu; wystarczy tylko dokładne wyskalowanie osi potencjometru wieloobrotowego lub logarytmicznego, który powinien być włączony do układu w sposób przedstawiony na rys. 6, tzn. ustawianie napięcia wyjściowego w zakresie większym od 10 V powinno odbywać się w części charakterystycznego zakrzywienia się logarytmicznej krzywej zmiany rezystancji potencjometru.

Rezystor R12 umożliwia wysterowanie tranzystora T11, który zaczyna przewodzić przejmując nadwyżkę prądu wyjściowego, gdy jego wartość przekroczy 50 mA. Rezystor ten (R12) zabezpiecza tym samym tranzystor T układu UL1901M przed przeciążeniem.

Tranzystor T11 pracuje w układzie OE, w którym wykorzystuje się wzmocnienie napięciowe tranzystora szeregowego, co powiększy współczynnik wzmocnienia pętli regulacyjnej, dzięki czemu poprawia się stałość napięcia wyjściowego, a rezystancja wyjściowa zasilacza maleje.

Rezystor R11 i tranzystor T12 tworzą układ ograniczający prąd obciążenia do stałej wartości. Przy przeciążeniu (gdy $I_0 > 0{,}7$ A) spadek napięcia na rezystorze R11 powoduje wysterowanie tranzystora T12, co z kolei zapewnia polaryzację zaporową tranzystorów T i T11 (przez wyprowadzenie 11 z układu scalonego). Ten sposób zabezpieczenia nadprądowego jest prosty i łatwy w realizacji, a jednocześnie wartość prądu granicznego nie zależy od napięcia wyjściowego, co jest istotne ze względu na możliwość zmiany wartości napięcia stabilizowanego w omawianym układzie. Charakterystykę napięciowo-prądową stabilizatora dla $t_{amb} = 25°C$ przedstawiono na rys. 7. Dla temperatury wyższej wartość prądu wyjściowego – granicznego jest mniejsza.

Ponieważ warunki pracy tranzystorów szeregowych T11 i T12 przy zwarciu znacznie się pogarszają (prąd większy o 20% od wartości maksymalnej, a napięcie emiter-kolektor równe napięciu wejściowemu stabilizatora), należy każdy z nich umieścić na radiatorze w postaci płytki aluminiowej o grubości 1,5...2 mm i powierzchni co najmniej 50 cm^2.

Kondensator C12 poprawia stabilność układu regulacji, a jego wartość została ustalona przez producenta na 4,7 nF [1]. Natomiast kondensator C13 zapobiega generacji w układzie źródła stałoprądowego i jego pojemność może wynosić od 33 do 150 pF.

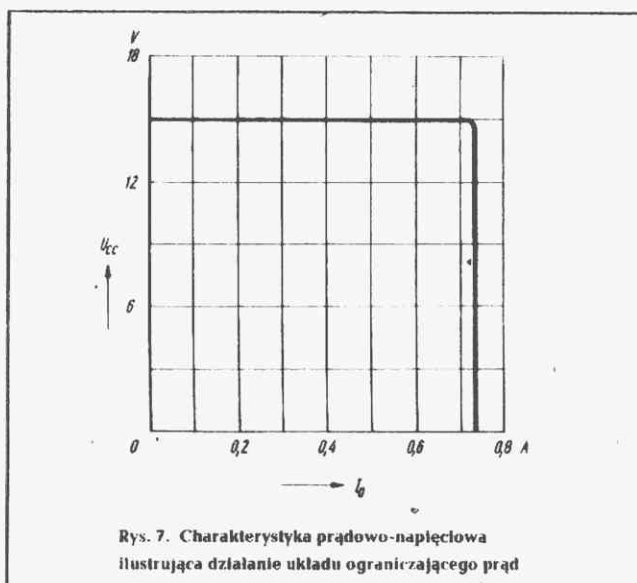
Kondensator na wyjściu stabilizatora służy do kompensacji częstotliwości i usuwania ewentualnych oscylacji w wewnętrznych pętlach sprzężenia zwrotnego oraz poprawia odpowiedź impulsową. W przedstawionym układzie funkcję tę spełnia kondensator C14 o pojemności 100 μF. Równolegle do niego można dołączyć kondensator bezindukcyjny o pojemności 0,1 μF (w celu zmniejszenia impedancji wyjściowej dla składowych o wielkiej częstotliwości).

Na wyjściu zasilacza można też zastosować kondensator tantalowy (np. 10 μF), który ma lepsze parametry w porównaniu z kondensatorem elektrolitycznym i jednocześnie małą impedancję wewnętrzną dla wielkich częstotliwości.

Konieczne jest przyłączenie dzielnika napięcia bezpośrednio do obciążenia, jak to pokazano na rys. 6. Nawet kilka centymetrów zbędnego przewodu może pogorszyć stabilizację obciążeniową. Stosowanie krótkich doprowadzeń oraz prowadzenie poszczególnych „mas" do jednego punktu sprzyja właściwemu działaniu stabilizatora.

Stabilizator napięcia dodatniego jest niemal lustrzanym odbiciem stabilizatora napięcia ujemnego. Różnica występująca w obwodzie sterowania tranzystora szeregowego wynikła ze zdefiniowanych połączeń wewnętrznych układu scalonego UL1901M.

Tranzystor T21 pracuje w układzie OK, przez rezystor R21 płynie prąd bazy tego tranzystora oraz prąd kolektorowy tranzystora sterującego T. Ustalenie właściwej wartości tego rezystora jest ważne ze względu na poprawną pracę stabilizatora. W rozpatrywanym układzie (rys. 6) wartość jego może być zmniejszona do 39 Ω; wtedy przez tranzystor T21 płynie znaczny prąd bazy i występuje na nim niewielki spadek



Rys. 7. Charakterystyka prądowo-napięciowa ilustrująca działanie układu ograniczającego prąd

napięcia (około 1 V), a jednocześnie wartości rezystorów R23, R24, R25 powinny być ustalone na napięcie wyjściowe stabilizowane (U_0) około 1 V mniejsze od napięcia wejściowego stabilizatora.

Wartość R21 może być zwiększona do 240 Ω i wtedy napięcie różnicowe wejście–wyjście wynosi około 10 V (mała sprawność zasilacza), a napięcie wyjściowe U_0 można zmieniać w szerszych granicach, jak poprzednio przez odpowiednie dobranie wartości rezystorów R23, R24, R25. Optymalną wartość rezystora R21 ustalono na 120 Ω i przy dobranych wartościach elementów zespołu próbkującego możliwa jest regulacja napięcia wyjściowego od 12 do 15 V dla zasilacza stabilizowanego +15 V. Rezystor R22 ogranicza wartość prądu płynącego przez tranzystor T znajdujący się wewnątrz układu scalonego UL1901M (patrz rys. 2) do wartości dopuszczalnych, określonych w tablicy.

Przedstawiony zasilacz stabilizowany ±15 V wypróbowano w różnych warunkach pracy. Charakteryzuje dię dobrymi

Charakterystyczne parametry elektryczne układu scalonego UL1901 dla temperatury t_{amb} = 25°C

Nazwa parametru	Warunki pomiaru	Oznaczenie	Jednostki	Numery wyprowadzeń	Min-typ-max
Napięcie zasilania		U_{CC}	V	6,9	3,8...18
Maksymalny prąd wyjściowy	przy P_{tot} = 1,15 W	I_o	A	8,9	1,6
Wewnętrzne napięcie odniesienia		E_{ref}	V	2,14	1,2; 1,5; 1,8
Prąd pobierany przez układ		I_{CC}	mA	6,9	$6+\frac{I_o}{80}$
Temperaturowy współczynnik napięcia odniesienia (bez obciążenia)	T_{amb} = 0...70°C	$\frac{\Delta E_{ref}}{\Delta t_j}$	mV/°C	2,14	-0,7; 0; +0,7
Zmiany napięcia odniesienia w zależności od napięcia zasilania (bez obciążenia)	U_{CC} = 6...15 V U_{CC} = 4...18 V	ΔE_{ref}	mV mV	2,14	-3; 0; +3 -15; 0; + 15
Wejściowy prąd wzmacniacza OA		I_{IB}	μA	4,5	4
Napięcie nasycenia kolektor-emiter tranzystora wewnętrznego	I_0 = 0,2 A I_o = 0,8 A	U_{CEsat}	V V	8,9	0,15 1

parametrami: współczynnik stabilizacji w przypadku zmian napięcia wejściowego wynosi około 0,3%, a współczynnik stabilizacji w przypadku zmian obciążenia wynosi około 0,5% i zwiększa się ze wzrostem prądu obciążenia, co wynika z występowania pewnego zakresu nieliniowości elementu wykonawczego i zespołu porównującego. Należy tu zaznaczyć, że układ scalony UL1901M można wykorzystać do stabilizacji napięcia przy małych prądach obciążenia bez dodatkowych tranzystorów i z wykorzystaniem jedynie rezystorów wewnętrznych (zespołu próbkującego).

Czytelnikom, którzy chcieliby zbudować zasilacz stabilizowany z wykorzystaniem układu scalonego UL1901M na większy prąd obciążenia lub większe napięcie wyjściowe poleca się pozycje [2] i [4] literatury. Należy przy tym pamiętać, że maksymalna wartość napięcia zasilania układu scalonego UL1901M wynosi 18 V (tablica), a wartość mocy całkowitej wynosi 1,15 W przy t_{amb} = 25°C (rys. 3). Przekroczenie tych wartości może doprowadzić do zniszczenia układu scalonego.

LITERATURA

[1] Linear integrated circuits. Katalog firmy Sescosem, 1976.
[2] Hnatek E.R. – Układy scalone monolityczne i hybrydowe. Poradnik użytkownika. WNT 1978.
[3] Elementy półprzewodnikowe i układy scalone. Zastosowania – układy analogowe. Wydawnictwo PIE, nr 1/78.
[4] Borkowski A. – Układy scalone w stabilizatorach napięcia stałego. Warszawa, WNT 1979.

GENERATOR KRATY

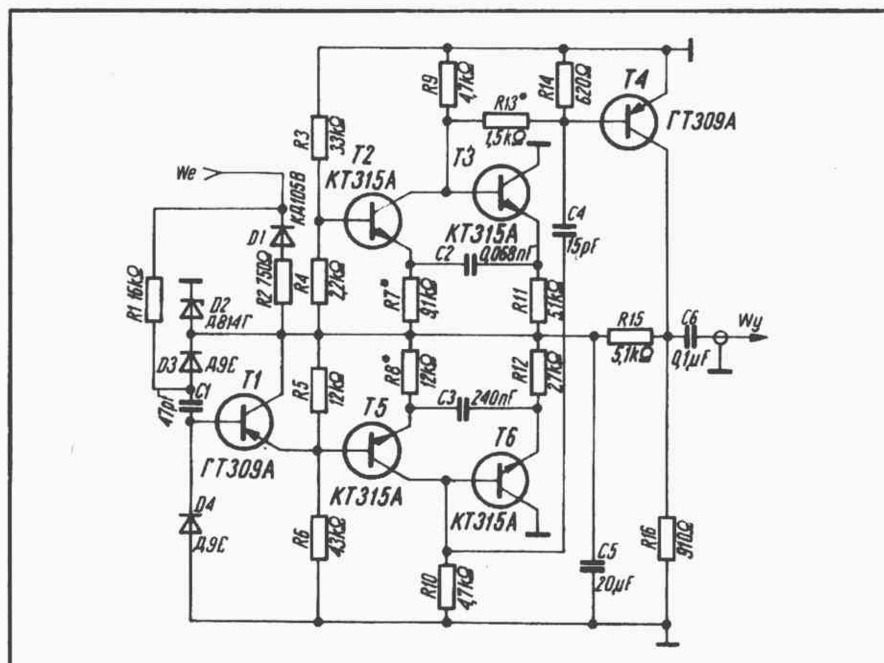
MAREK GUSTOF

Do regulacji zbieżności statycznej i dynamicznej kineskopów w odbiornikach telewizji kolorowej jest niezbędny generator kraty. Interesującymi rozwiązaniami układowymi wyróżnia się generator, którego schemat przedstawiono na rysunku. Synchronizują go i zasilają impulsy odchylania poziomego o amplitudzie 200...250 V doprowadzane z odbiornika telewizyjnego.

Generator zapewnia stabilny obraz kraty z 11 liniami poziomymi i 16 liniami pionowymi. Grubość linii wynosi 2...3 mm. Sygnał na wyjściu generatora ma polaryzację dodatnią i amplitudę do 2 V. Ponieważ w wyjściowym sygnale z generatora zawiera się wiele harmonicznych, może on służyć do sprawdzania toru wizji od wejścia antenowego (kanały 1...5) do kineskopu.

Generator kraty składa się z układu dopasowującego, pracującego z tranzystorem T1, generatora linii poziomych i generatora linii pionowych zrealizowanych odpowiednio z tranzystorami T2 i T3 oraz T5 i T6 i wzmacniacza ogranicznika pracującego z tranzystorem T4. Generator linii pionowych pracuje w układzie powielacza częstotliwości. Jest on synchronizowany impulsami doprowadzanymi z odbiornika telewizyjnego przez elementy R1, D3, C1, D4 i stopień dopasowujący pracujący z tranzystorem T1. Układ ten zapewnia też napięcie zasilające dla generatora (prostownik). Napięcie zasilające jest stabilizowane za pomocą diody D2. Pobór prądu przez generator nie przekracza 11 mA.

Impulsy linii pionowych są formowane przez obwód różniczkujący C4, R14. Pojemność kondensatora C4 określa jaskrawość i grubość linii.



Generator odchylania pionowego telewizora jest synchronizowany z generatora kraty impulsami otrzymywanymi po zróżniczkowaniu sygnału wyjściowego w układzie złożonym z kondensatora C6 i wejściowej rezystancji odbiornika. Pojemność kondensatora C6 jest tak dobrana, aby były zróżniczkowane tylko impulsy linii poziomych.

W generatorze wykorzystano tranzystory ze współczynnikiem wzmocnienia prądowego 50...150. Całość można zmontować na płytce drukowanej.

Uruchomienie generatora należy rozpocząć od doboru rezystorów R7 i R8, od których wartości zależy liczba pionowych i poziomych linii na ekranie odbiornika. Jeśli linie się rozdwajają lub brakuje ich w prawej części ekranu, należy odpowiednio dobrać wartość rezystora R13. Przy zbyt dużym sygnale może się zdarzyć, że zmniejszy się wysokość obrazu. Odpowiedni poziom sygnału można uzyskać przez dobór wartości rezystora R16. Przy regulacji zbieżności w odbiornikach „Elektron 703", „Elektron 706", „Rubin 707", „Rubin 710", „Rubin 711" należy połączyć zworą punkt kontrolny KT2 w bloku odchylania telewizora z „masą" w celu wyeliminowania wpływu ARCziF odbiornika na częstotliwość generatora sterującego. Następnie należy pokrętło synchronizacji pionowej ustawić w środkowym położeniu, połączyć przewodem koncentrycznym wyjście generatora z wejściem „video" umieszczonym z tyłu odbiornika oraz przełączyć zworę w punkcie kontrolnym KT13 bloku częstotliwości radiowej i dołączyć generator (wejście) do punktu 8 płytki zbieżności dynamicznej lub do odczepu 11 transformatora odchylania poziomego. Jeśli po włączeniu odbiornika do sieci i ustawieniu jaskrawości i kontrastu obraz nie jest stabilny w pionie, należy nieznacznie wyregulować synchronizację pionową odbiornika.

W razie korzystania z generatora do regulacji zbieżności w innych typach odbiorników, jest wygodniej w miejsce rezystora R16 zastosować potencjometr 4,7 kΩ oraz zwiększyć pojemność kondensatora C6 do 5 μF.

Generator, w którym zastosowano półprzewodniki produkcji radzieckiej, pracował bardzo dobrze. Takie same efekty uzyskano stosując elementy produkcji polskiej. W miejsce tranzystorów KT315A można stosować tranzystory BFP721 lub też niektóre egzemplarze tranzystorów małej mocy serii BC. Zamiast tranzystorów GT309A można stosować tranzystory TG3F lub ASY34...ASY37 o dużych współczynnikach wzmocnienia (rzędu 100...150) i dużej częstotliwości granicznej.

(Opracowano na podstawie mies. „Radio" radz. nr 8/1979 r.)

re z praktyki radioamatorskiej

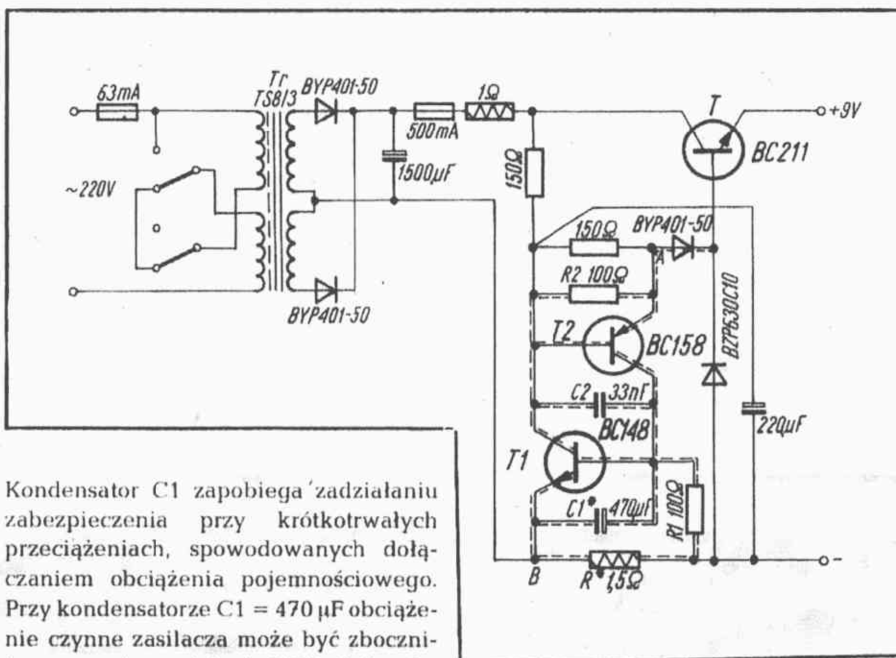
ZABEZPIECZENIE ZASILACZA ZMK-2

Zwarcie zacisków wyjściowych zasilacza ZMK-2 powoduje uszkodzenie tranzystora regulacyjnego T (BC211). Niedogodność tę można wyeliminować wprowadzając do układu zasilacza proste zabezpieczenie przeciążeniowo-zwarciowe uwidocznione na rysunku.

Zasada działania układu polega na trwałym zablokowaniu tranzystora T, po przekroczeniu założonej wartości maksymalnej prądu obciążenia. Po ustąpieniu przeciążenia lub zwarcia należy wyłączyć zasilacz z sieci na 2...3 sekundy, aby układ wrócił do stanu początkowego.

Przy normalnej pracy zasilacza tranzystory T1 i T2 nie przewodzą i napięcie między punktami A i B wynosi około 11 V. Gdy prąd płynący przez rezystor R przekroczy wartość I_{max} = 0,6 V, wówczas zaczynają przewodzić tranzystory T1 i T2, co powoduje obniżenie napięcia między punktami A i B do wartości około 0,8 V. Dodatkowa dioda D powoduje, że tranzystor T (BC211) zostaje zablokowany.

Mimo zaniku prądu obciążenia po zablokowaniu tranzystora T, tranzystory T1 i T2 podtrzymują wzajemnie swoje stany przewodzenia, przeto układ wymaga każdorazowo odblokowania po zadziałaniu zabezpieczenia.



Kondensator C1 zapobiega zadziałaniu zabezpieczenia przy krótkotrwałych przeciążeniach, spowodowanych dołączaniem obciążenia pojemnościowego. Przy kondensatorze C1 = 470 μF obciążenie czynne zasilacza może być zbocznikowane pojemnością do 5000 μF. Przyjęcie odpowiedniej wartości kondensatora C1 jest uzależnione od pojemności obciążenia, przy czym kondensator C1 = 470 μF należy traktować jako wartość maksymalną.

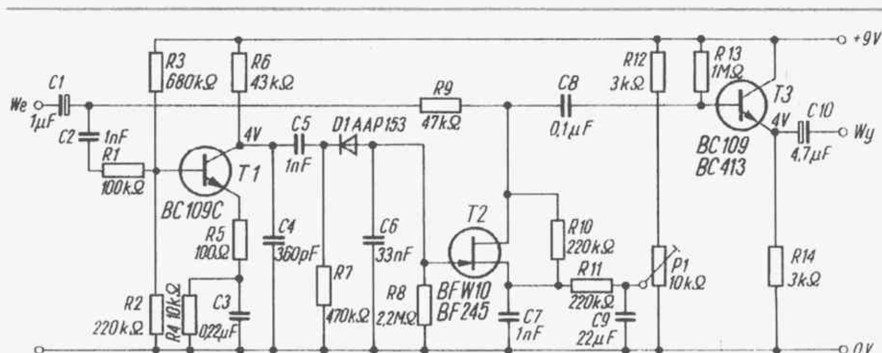
Kondensator C2 (33 nF) zapobiega wzbudzeniu się układu.

Opisane zabezpieczenie, mimo iż po zadziałaniu wymaga odblokowania, skutecznie chroni tranzystor BC211 przed uszkodzeniem wskutek zwarcia lub przeciążenia, nie pogarszając zasadniczych parametrów zasilacza. *Zygmunt Olczyk*

OGRANICZNIK SZUMÓW

Opisany niżej dynamiczny ogranicznik szumów (DNL) jest zmodyfikowaną wersją układu przedstawionego w nrze 4/1979 „Radioelektronika".
Wprowadzone zmiany miały na celu uniknięcie kłopotliwego stosowania napięć dodatnich i ujemnych oraz polepszenie parametrów ogranicznika. Dzięki wprowadzonym zmianom jest możliwe przyjęcie dowolnie małej częstotliwości granicznej bez wpływu na charakterystykę w zakresie wielkich częstotliwości akustycznych.
Częstotliwość graniczna filtru dolnoprzepustowego utworzonego z elementów R9, T2 i C7 wynosi około 3400 Hz (tranzystor polowy otwarty). Częstotliwości średnie i wielkie o dużej amplitudzie zatykają tranzystor T2, przez co częstotliwość graniczna filtru dolnoprzepustowego zwiększa się. Działanie ograniczające układu ustala się potencjometrem P1. Ogranicznik działa prawidłowo, jeśli słyszalna jest nieznaczna modulacja szumu sygnałem o większych częstotliwościach i znacznej amplitudzie.
Wtórnik emiterowy z tranzystorem T3 jest zbędny, jeśli rezystancja wejściowa stopnia, do którego przyłącza się ogranicznik jest większa od 200 kΩ.
Opisany układ współpracuje z magnetofonem kasetowym MK235, potwierdzając swoje zalety.

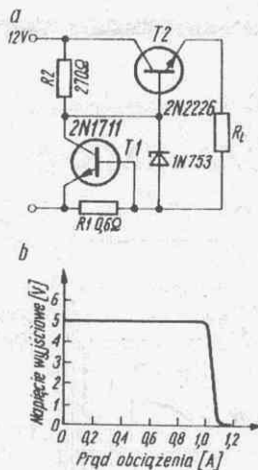
Marek Wardaszko



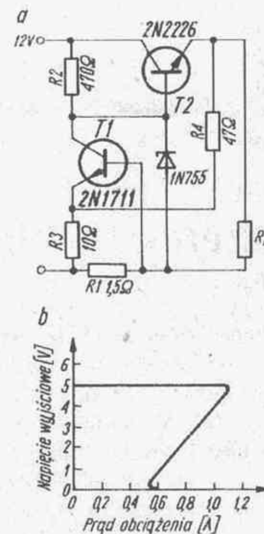
Schemat ogranicznika szumów

ZASILACZ Z CHARAKTERYSTYKĄ FOLDBACK

Zasilacze i przyłączone do nich obciążenia można zabezpieczyć za pomocą prostych środków.
Dwa tranzystory i dwa rezystory wraz z diodą Z tworzą układ stabilizacji napięcia (rys. 1a). Wadą tego układu jest silne nagrzewanie się tranzystora T2 występujące przy długotrwałym zwarciu wyjścia, co może spowodować zniszczenie tranzystora (rys. 1b). Wady tej nie ma układ przedstawiony na rysunku 2.
Modyfikacja układu polega na dodaniu dwóch rezystorów: R3 i R4. Napięcie emitera tranzystora T1 zależy od napięcia wyjściowego występującego na rezystorach dzielnika napięcia R3 i R4. Prąd o dużym natężeniu płynący przez rezystor R1 powoduje zmniejszenie się napięcia wyjściowego (zadziałanie zabezpieczenia – tranzystor T1) zmniejszając tym samym napięcie emitera tranzystora T1.



Tranzystor ten zaczyna jeszcze silniej przewodzić, powodując przepływ prądu przez tranzystor T2 zgodnie z charakterystyką (Foldback) przedstawioną na rys. 2b. Charakterystyka ta może być zmieniana przez zmianę wartości rezystorów R3, R4, R1.



Jan Jastrzębski

(Opracowano wg „Elektronikschau" nr 6/1978).

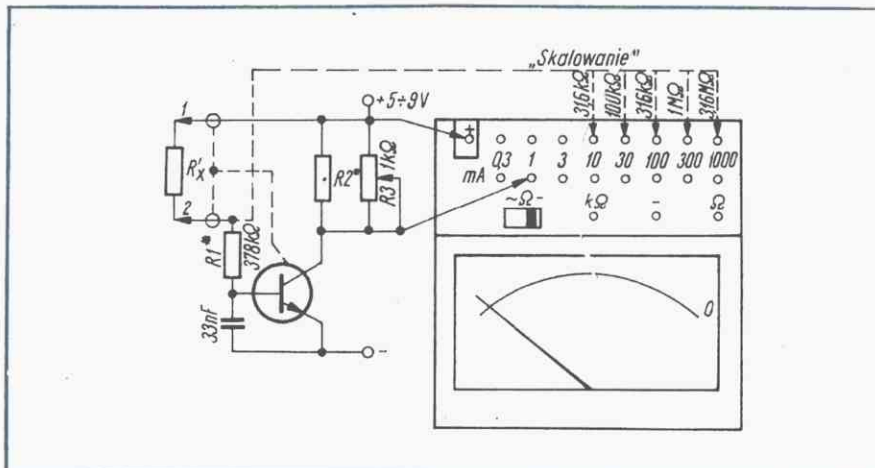
POMIAR REZYSTANCJI DO 5 MEGAOMÓW MIERNIKIEM LAVO 2

Omomierz miernika uniwersalnego Lavo 2 umożliwia pomiar rezystancji zasadniczo w zakresie do 50 kΩ. Zakres ten rozszerza się do 2MΩ przy wykorzystaniu napięcia sieciowego 220 V. Podczas wykonywania pomiaru wymagana jest wtedy szczególna ostrożność ze względu na możliwość porażenia prądem elektrycznym.

Na rysunku przedstawiono inny sposób pomiaru rezystancji (do 5 MΩ) miernikiem Lavo 2 z dodatkowym tranzystorem krzemowym małej mocy.

Układ jest zasilany zewnętrznym napięciem stałym o wartości 5...9 V. Wynik pomiaru odczytuje się na istniejącej skali „kΩ" i mnoży go przez 100.
Zastosowany tranzystor powinien mieć wzmocnienie większe niż 150 dla napięcia zasilającego 9 V, a większe od 290 dla 5 V.

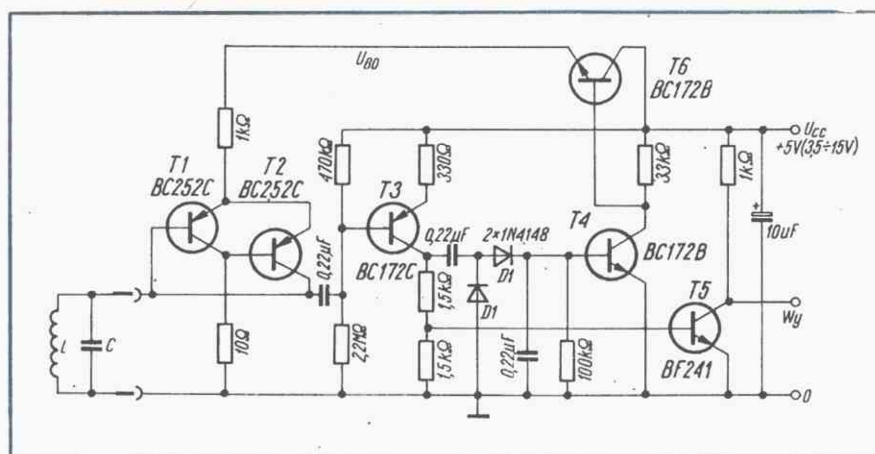
Uruchomienie układu polega na „wyzerowaniu" omomierza przez dobranie rezystancji R2 odpowiadającej środkowemu położeniu potencjometru R3, a następnie na sprawdzeniu i skorygowaniu wskazań na poszczególnych odcinkach skali przez odpowiednie dobranie rezystancji R1, która powinna być większa od 378 kΩ, aby uchyb pomiaru, wynikły z nieznacznej zależności współczynnika h_{21} od I_C, był minimalny. W przedziale do 1 MΩ uzyskano uchyb do 5%, natomiast dla większych rezystancji uchyb ten wzrasta do 25...30%.
Jako rezystancje wzorcowe do skalowania wykorzystano rezystory dodatkowe zakresu woltomierzowego miernika. Przy skalowaniu końcówkę 2 wkładamy kolejno w gniazdka woltomierza (rezystor Rx musi być odłączony).
W celu wyeliminowania wpływu napięć przemiennych dołączono kondensator 33 nF między bazę i emiter tranzystora oraz zaekranowano przewody 1 i 2. Ponadto ekranem objęto sam tranzystor. Układ jest stabilny temperaturowo po 2...3 minutach od chwili włączenia napięcia. Do tego czasu konieczne jest częste korygowanie „zera" wskazań. Z.O.



INTERESUJĄCY GENERATOR LC

W kąciku przeznaczonym do publikowania interesujących pomysłów; w numerze 18/1978 r. miesięcznika „Funkschau", opisano generator LC opracowany przez G. Peltz'a. Schemat tego generatora jest przedstawiony na rysunku.

Cechą charakterystyczną układu jest utrzymanie drgań sinusoidalnych przy różnych częstotliwościach i różnym stosunku L:C. Indukcyjność cewki może wynosić od 50 μH do 100 mH, a pojemność kondensatora – 50 pF do 5 μF. Mogą być generowane częstotliwości od małych, do około 3 MHz.



Wytwarzane we właściwym generatorze drgania są wzmocnione w układzie tranzystora T3, wyprostowane i doprowadzone do bazy tranzystora T4, który za pomocą tranzystora T6 wpływa na wartość napięcia U_{B0} zasilającego tranzystory T1 i T2. Napięcie zasilania zostaje obniżone do takiej wartości, że napięcie zmienne na zaciskach obwodu drgającego wynosi stale około 300 mV.
Z kolektora tranzystora T3 przebiegi zmienne są doprowadzone do bazy wyjściowego stopnia generatora z tranzystorem T5.

Dobór typów tranzystorów nie jest krytyczny. Tranzystory T1, T2 i T3 powinny odznaczać się współczynnikiem wzmocnienia prądowego o dużej wartości.

Opracował R.T.

POMIAR ZAWARTOŚCI HARMONICZNYCH MILIWOLTOMIERZEM

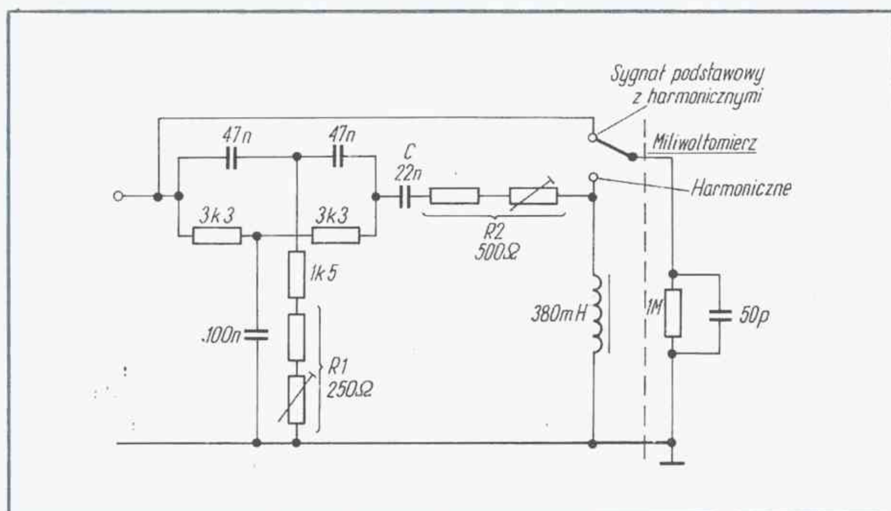
Zniekształcenia sygnałów o częstotliwości 1 kHz ze źródeł o stosunkowo małej impedancji mogą być zmierzone za pomocą prostego układu filtru oraz miliwoltomierza m. cz. (pod warunkiem, że nie stawia się zbyt dużych wymagań co do dokładności wyników pomiarów).

Filtr górnoprzepustowy LC eliminuje szumy z zakresu małej częstotliwości sygnału wejściowego oraz tłumi harmoniczne.

Zerowanie (nastawienie punktu zerowego) nie jest krytyczne.

Zakres dynamiki jest duży, gdyż tylko bardzo mała część sygnału wejściowego przedostaje się przez cewkę.

Gdy wymagana jest większa impedancja (przy wartościach elementów podanych w przedstawionym układzie wynosi ona 23 kΩ lub 10 kΩ dla piątej harmonicznej), wszystkie wartości rezystorów mogą być zwiększone dziesięciokrotnie. Spowoduje to oczywiście (po zestrojeniu) zwiększenie tłumienia o 10 dB.



W celu zerowania należy przede wszystkim regulować potencjometrem R1 do uzyskania minimum sygnału, a następnie regulować R2 względnie C w celu kompensacji harmonicznych.

W omawianym układzie zastosowano dwuprocentowe rezystory metalizowane, jak również kondensatory poliwęglanowe z pięcioprocentową tolerancją. *J.J.*

(Opracowano wg „Elektronikschau")

re przegląd wydawnictw

UKŁADY SCALONE TTL W SYSTEMACH CYFROWYCH – J. Pieńkos, J. Turczyński. Wydawnictwa Komunikacji i Łączności, Warszawa 1980 r. Wydanie 1. Nakład 10 000 egz. Str. 690. Cena 195 zł.

Książka jest zmienioną i rozszerzoną wersją książki pt. „Układy scalone TTL serii UCY74 i ich zastosowania", tych samych autorów, wydanej w 1976 r.

W książce przedstawiono całokształt zagadnień dotyczących cyfrowych układów scalonych TTL.

Rozdział pierwszy obejmuje podstawowe wiadomości z dziedziny konstrukcji i technologii monolitycznych bipolarnych układów cyfrowych. W przystępny i zwięzły sposób opisano i porównano właściwości podstawowej technologii bipolarnej oraz technologii unipolarnej, przedstawiając rozwój konstrukcji półprzewodnikowych układów scalonych.

W następnych dwóch rozdziałach omówiono podstawowe zagadnienia teorii układów cyfrowych. Podano najważniejsze wiadomości dotyczące systemów liczbowych i kodów. W przejrzysty sposób opisano podstawowe funkcje logiczne, sposoby ich przedstawiania i minimalizacji. Omówiono podstawowe funktory układów cyfrowych i ich syntezę oraz podano przykłady realizacji funkcji logicznych.

Te trzy pierwsze rozdziały o charakterze ogólnym i teoretycznym są niezbędnym wprowadzeniem do zagadnień podstawowych układów systemów cyfrowych, będących główną treścią książki.

Szeroko opisano i podano przykłady zastosowań takich układów, jak: bramki, przerzutniki, rejestry i pamięci, liczniki i układy arytmetyczne, układy do przetwarzania kodów, układy uzależnień czasowych oraz mikroprocesorowe systemy modułowe. Przedstawiono również układy dopasowania i transmisji sygnałów cyfrowych.

Wszystkie te układy są w książce wyczerpująco opisane zarówno od strony układowej, jak również z punktu widzenia zastosowań w urządzeniach i systemach cyfrowych. Szczególnie obszernie i w przejrzysty sposób opisane są układy uzależnień czasowych, a mianowicie: układy podstawowe generujące pojedyncze impulsy i generatory z programowaniem czasu trwania, liczby i sekwencji impulsów. Również na podkreślenie zasługuje wyczerpujące omówienie układów sprzęgających, takich, jak: układy translatorów poziomów sygnałów, układów współpracy z zestykami i klawiaturami oraz układów rozdzielania galwanicznego i wyświetlania informacji numerycznej.

W rozdziale ostatnim przedstawiono przyrządy wspomagające projektowanie i uruchamianie układów cyfrowych. Opisano próbniki, komparatory, analizatory i wielokanałowe wskaźniki stanów logicznych oraz przyrządy do modelowania i testowania funkcjonalnego układów cyfrowych.

W końcowej części książki umieszczono w formie załączników informacje dotyczące symboli graficznych, zasad oznaczania cyfrowych układów scalonych, topografię wyprowadzeń układów scalonych serii SN74, współczynniki obciążalności wejść i wyjść tych układów oraz krótką charakterystykę techniczną mikroprocesorów produkowanych przez różne firmy. Wydaje się, że wydanie załączników w formie wkładki do książki byłoby wygodniejsze w codziennym użytkowaniu.

Książka jest wydana bardzo starannie i na dobrym papierze, co jest sukcesem Autorów i Wydawnictwa. Praca stanowi bardzo wartościową pozycję wydawniczą przeznaczoną dla inżynierów i techników zajmujących się zagadnieniami techniki cyfrowej oraz dla studentów wyższych szkół technicznych. Wydaje się, że dla tak wartościowej pozycji, obejmującej zagadnienia interesujące dziś szerokie grono fachowców, nakład jest zbyt mały. *W.S.*

Uwaga Czytelnicy!

- Następny numer (7–8) naszego miesięcznika będzie o podwójnej objętości (48 stron), w cenie zł 16.–
- W lipcu i sierpniu Redakcja nie będzie udzielać porad technicznych